

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DE NANCY I

pour obtenir le grade de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Jean BOTTIN

Ingénieur I.S.I.N.

SUIET :

Contrôle et régulation d'un débit goutte à goutte
(Applications aux perfusions et aux transfusions)

Soutenue publiquement le 29 Novembre 1971 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président : M. R. GUILLIEN

Examineurs : MM. R. HUSSON
R. MARI

Invités : MM. F. STREIFF
B. GENETET



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41551919_0003

LOUDART & CLÉMENT
RELIEURS
10, rue Sainte-Anne
Tél. 52.80.69 - NANCY

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DE NANCY I

pour obtenir le grade de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Jean BOTTIN

Ingénieur I.S.I.N.

SUJET :

Contrôle et régulation d'un débit goutte à goutte

(Applications aux perfusions et aux transfusions)

Soutenue publiquement le 29 Novembre 1971 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président : M. R. GUILLIEN

Examineurs : MM. R. HUSSON
R. MARI

Invités : MM. F. STREIFF
B. GENETET

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DE NANCY I

pour obtenir le grade de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Jean BOTTIN

Ingénieur I.S.T.N.



1971

Contrôle et régulation d'un débit goutte à goutte (Applications aux perfusions et aux transfusions)

Soutenue publiquement le 29 Novembre 1971 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président	M. R. GUILLEN
Examinateurs	MM. R. HUSSON R. MARI
Jurés	MM. F. STREIFF B. GENETET

AVANT-PROPOS

Le travail qui nous a été confié à l'INSTITUT de GENIE BIOLOGIQUE et MEDICAL de Nancy par le Professeur R. GUILLIEN, consistait à réaliser un contrôleur-régulateur de transfusions. L'appareil que nous avons étudié et construit peut, d'autre part servir au contrôle et à la régulation de n'importe quel écoulement goutte à goutte.

Que tous ceux qui nous ont soutenu et qui ont permis la réalisation de ce travail soient assurés de notre sincère reconnaissance.

A Monsieur le Professeur R. GUILLIEN, Directeur de l'Institut de Génie Biologique et Médical, nous le prions de trouver ici l'expression de notre profonde gratitude pour les conseils qu'il nous a prodigués tout au long de ce travail, et l'assistance constante qu'il nous a apportée au point de vue théorique et pratique.

Nous adressons à Monsieur E. YVROUD, Directeur Technique de l'Institut de Génie Biologique et Médical nos remerciements pour son aide constante et ses conseils amicaux.

Nous tenons à remercier Monsieur le Professeur Agrégé F. STREIFF, Directeur du Centre Régional de Transfusion Sanguine et d'Hématologie de Nancy, et le Docteur GENETET de nous avoir autorisé à expérimenter notre appareil dans leur Etablissement, ainsi que les infirmières de ce Centre pour leur aide et leur compétence.

Nous remercions Monsieur le Professeur BITTARD de nous avoir accueilli dans son service à la Polyclinique de Gentilly.

Que Monsieur le Professeur R. MARI, Directeur de l'Institut des Sciences de L'Ingénieur, veuille bien trouver l'expression de notre gratitude pour l'accueil qu'il nous a réservé à l'I.S.I.N. et le soutien qu'il n'a cessé de nous accorder.

Nous adressons nos remerciements à Monsieur le Professeur R. HUSSON pour avoir eu l'amabilité d'être membre de notre jury.

Nous adressons à notre collègue A. DIOU, Ingénieur I.S.I.N., nos remerciements pour notre excellente collaboration et compréhension pour préparer notre thèse.

Que nos camarades de Laboratoire soient remerciés pour l'excellente ambiance qu'ils ont su créer, surtout aux moments difficiles. Qu'ils soient aussi remerciés pour les nombreux et fructueux échanges que nous avons eus avec eux concernant notre recherche.

A Messieurs les techniciens de l'I.G.B.M., à Messieurs les techniciens de l'I.S.I.N., au personnel de secrétariat, nous adressons nos félicitations et nos remerciements pour la qualité de leur travail et leur serviabilité.

TABLE DES MATIERES

	Pages.
AVANT-PROPOS	
TABLE DES MATIERES	
<u>I - INTRODUCTION</u>	1.
<u>II - LES TRANSFUSIONS</u>	2.
<u>III - ETUDE DE LA DETECTION</u>	3.
1° <u>Détection par variation de capacité</u>	3.
2° <u>Détection par contact</u>	3.
3° <u>Détection par interruption d'un faisceau lumineux</u>	4.
a) <u>Détecteur expérimental</u>	4.
<i>Etude du circuit</i>	4.
<i>Remarque</i>	4.
b) <u>Ensemble source-détecteur A.E.G.</u>	6.
c) <u>Source à l'arséniure de Gallium</u>	7.
<i>Etude du montage détecteur</i>	8.
<i>Résultats Obtenus</i>	8.
d) <u>Source à incandescence faible consommation</u>	9.
<i>Fonctionnement du montage</i>	9.
<i>Résultats obtenus</i>	10.
<u>IV - TRAITEMENT DE L'INFORMATION</u>	11.
1°) <u>Appareil analogique de contrôle par mesure de l'intervalle de temps entre les gouttes</u>	11.
2°) <u>Appareil Digital de contrôle par comptage des gouttes pendant une durée donnée</u>	11.
a) <u>Principe de fonctionnement</u>	12.
b) <u>Description de l'appareil</u>	12.
c) <u>Etude des circuits</u>	12.
<i>L'horloge</i>	12.
<i>comptage, mise en mémoire, affichage (figure 14).</i>	13.
<i>Les comparaisons</i>	13.

TABLE DES MATIERES (suite)

Remarque	14.
Recherche des équations logiques	15.
L'alarme	17.
Alimentations	18.
d) <u>Résultats obtenus</u>	18.
3°) <u>Appareil analogique de contrôle utilisant l'intervalle de temps entre gouttes et de régulation</u>	19.
4°) <u>Appareil digital de contrôle par comptage, Régulation</u>	19.
a) <u>Schéma synoptique - Principe de fonctionnement</u>	19.
b) <u>Description de l'appareil</u>	20.
c) <u>Etude des circuits</u>	21.
<u>Horloge</u>	21.
<u>Logique de commande</u>	22.
Fonctionnement	22.
Etude d'une monostable	23.
Etude d'un différentiateur	24.
Le générateur $\emptyset_{100}$	24.
Le registre-mémoire et ses éléments annexes	25.
l'affichage numérique	25.
La conversion digitale-analogique	26.
Le comparateur	29.
L'alarme	32.
Etude de la pince	32.
Alimentations	33.

TABLE DES MATIERES (suite)

d	d) <u>Essais de Laboratoires</u>	34.
	e) <u>Essais cliniques</u>	36.
	<u>V - CONCLUSION</u>	38.
	<u>VI - BIBLIOGRAPHIE</u>	39.

I - INTRODUCTION

Les perfusions et les transfusions nécessitent une surveillance attentive de la part du personnel hospitalier. Des médecins ont souhaité une mesure et un contrôle automatiques de ces écoulements.

Notre étude s'est orientée vers la réalisation d'un appareillage qui puisse remplir ces deux fonctions.

Le nombre de gouttes par minute est l'observation la plus directe du débit, et les utilisateurs définissent une perfusion par le nombre de gouttes écoulées par minute de temps.

Au départ, nous avons cherché à réaliser des appareils contrôlant le débit uniquement par la mesure du temps séparant deux gouttes consécutives. Ceci nous a conduit à la mise au point d'un premier appareil analogique. Parallèlement à ce système analogique, nous nous sommes tournés vers une solution numérique. Nous comptons les gouttes pendant un intervalle de temps donné, puis nous comparons le résultat à deux nombres modifiables à volonté.

Après une première série d'essais cliniques et de nombreux entretiens avec le personnel hospitalier, nous nous sommes aperçus qu'un système de régulation était nécessaire.

Nous avons dans ce cas aussi, suivi les deux chemins actuels de l'électronique : l'un analogique et l'autre numérique.

Dans le cas de l'appareil analogique, le contrôle se fait par la mesure du temps séparant deux gouttes. Selon l'affichage, un automatisme ouvre ou ferme une pince à chaque passage.

Pour l'appareil numérique, le principe de base est légèrement différent ; nous mettons en mémoire le nombre des gouttes qui sont tombées dans l'unité de temps précédant l'instant de la mesure. Nous comparons ensuite ce nombre à une valeur de référence, et selon le résultat de cette comparaison un mécanisme asservi serre ou desserre la pince à intervalles réguliers.

II - LES TRANSFUSIONS

Les éléments nécessaires pour une transfusion ou perfusion sont identiques. Nous avons de haut en bas : (figure 1)

- Un flacon ou une poche plastique contenant le sang ou le sérum,
- Une ampoule dite de dégazage, servant aussi de filtre, où a lieu l'écoulement goutte à goutte
- Un système, coin en aluminium ou rolette dans un plan incliné, qui permet de comprimer le tuyau, afin d'amener le débit à la valeur désirée,
- Enfin la veine du patient.

Dans un tel écoulement, le seul élément facilement accessible est la goutte qui se forme dans l'ampoule de dégazage ;

Mais le nombre de gouttes par unité de temps est-il une représentation valable du débit ?

Nous avons pensé que nous pouvions utiliser la goutte comme unité de débit, car, docteurs et infirmières l'ont toujours utilisée. Pour confirmer la validité de cette unité, nous avons effectué des mesures à différents débits. Ces mesures sont résumées sur la figure 2.

En examinant cette courbe, nous pouvons faire deux remarques :

- d'une part, l'équivalence utilisée en pharmacie ou en chimie, 1 cc = 20 gouttes n'est pas générale. La théorie de la capillarité montre que le volume d'une goutte dépend du diamètre du tube du compte-gouttes. Une différence dans le diamètre de la buse est la cause d'une telle variation.

- d'autre part, la taille des gouttes augmente avec le débit.
(figure 2)

Malgré tout, nous pouvons considérer l'équivalence goutte-débit comme valable.

FIGURE N° 1

SCHEMA D'UNE PERFUSION

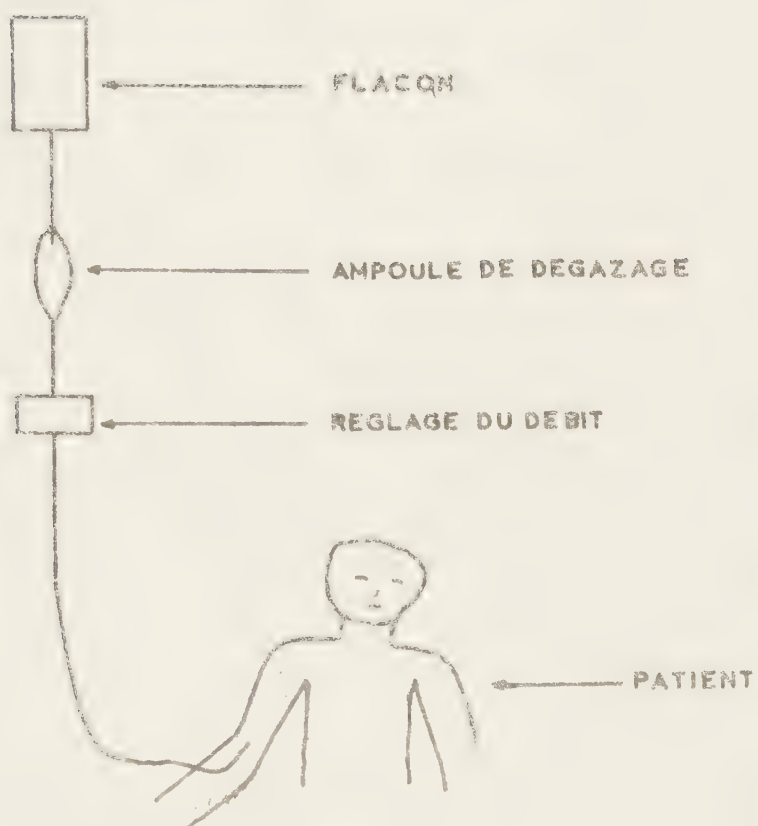
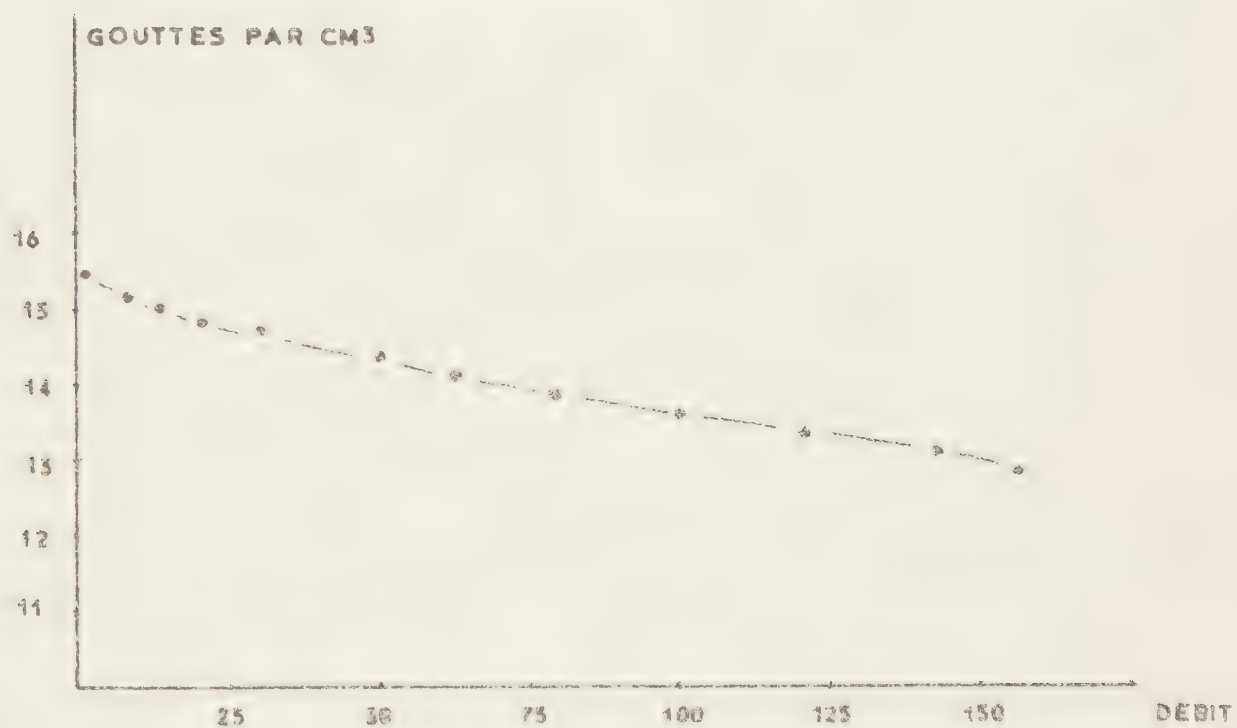


FIGURE N°2

NOMBRE DE GOUTTES PAR CM³



III - ETUDE DE LA DETECTION

Puisque nous avons choisi la goutte comme unité, nous devons détecter son passage dans l'ampoule de dégazage.

1°) Détection par variation de capacité

Nous avons pensé utiliser la variation de capacité entre deux plaques métalliques placées de part et d'autre de l'ampoule de dégazage.

Un simple calcul selon la formule approchée,

$$C = \frac{1}{36 \pi 10^9} \frac{\epsilon S}{e}$$

C en Farad.

S en m², surface d'une armature, = 3.10⁻⁴ m²

e en m, distance des armatures, = 2.10⁻² m

ε permittivité relative, ≈ 1

nous donne une capacité de 0,15 pF

Même une variation de 10 % de cette capacité ne permettrait pas de désaccorder suffisamment un circuit oscillant, au point de faire décrocher un oscillateur H.F.

Devant l'inefficacité d'un tel dispositif, nous avons cherché une détection mécanique.

2°) Détection par contact

Ce dispositif est utilisé sur certaines tireuses de plans à l'ammoniaque. Il est constitué de deux électrodes placées sur le trajet de la goutte. Lorsque celle-ci passe, elle ferme un circuit électrique qui comprend un voyant.

Nous avons abandonné ce mode de détection avant même de l'appliquer aux perfusions, car, d'une part, il nécessite une modification de l'ampoule de dégazage par la mise en place des deux électrodes, ce qui se traduit par une augmentation du prix de revient, et d'autre part, il nuit à la stérilité du montage si l'infirmière pose ces électrodes.

C'est alors que nous nous sommes intéressés à une détection optique.

3°) Détection par interruption d'un faisceau lumineux

Le comptage du nombre des visiteurs entrés dans une exposition, l'ouverture automatique de portes, les détecteurs de fumée... etc, sont des succès bien connus de cette méthode. Nous l'avons donc choisie en connaissance de cause.

a) Détecteur expérimental

Ce détecteur est constitué d'une source lumineuse (Ampoule de signalisation ; 12 V, 0,1 A), d'une cellule photosensible (33 F2 SESCO) suivie d'un trigger de Schmitt [17]. Ce trigger (figure 3) assure à la fois l'adaptation d'impédance et la mise en forme du signal.

Etude du circuit

Le pont de base du transistor T_1 est constitué par la photodiode et par une résistance de 100 K Ω . Cette valeur n'est autre que la moyenne géométrique des impédances de la cellule dans ses deux domaines de fonctionnement :

Impédance en l'absence de goutte 1 K Ω

- Impédance en présence de goutte 10 M Ω

En l'absence de gouttes, la photodiode est éclairée. Son impédance est basse, par conséquent, T_1 est bloqué, T_2 est saturé. La tension de sortie V_s est à un niveau bas, voisin de deux volts.

Lorsqu'une goutte coupe le faisceau lumineux, l'impédance de la cellule se trouve portée à une valeur très élevée. De ce fait, T_1 se sature et T_2 se bloque. La tension de sortie V_s est à un niveau haut, voisin de 12 Volts.

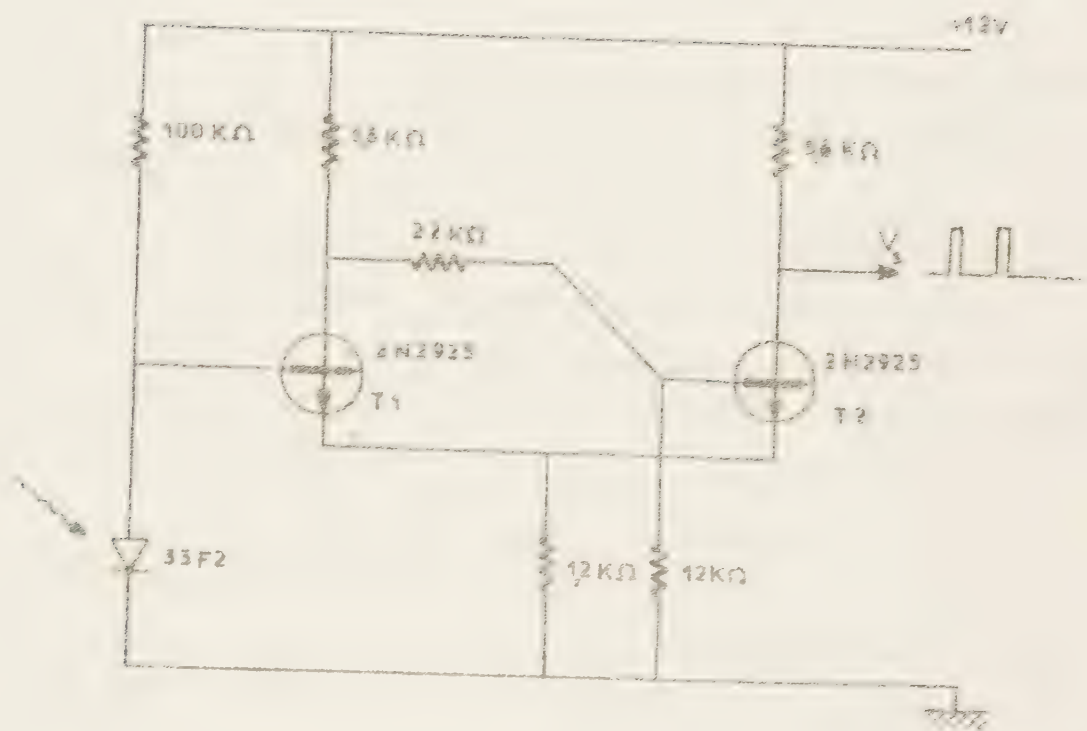
A chaque passage d'une goutte nous observons sur le collecteur de T_2 un pic positif d'une dizaine de volts d'amplitude.

Remarque

Dans le cas où le liquide est limpide et pour certaines positions de la cellule, nous avons recueilli sur le collecteur de T_2 , non pas une impulsion, mais deux impulsions très rapprochées.

FIGURE N° 3

DETECTION



Nous pensons pouvoir expliquer ce phénomène de la manière suivante :

La photodiode ayant un angle d'ouverture très petit, 10 degrés d'angle au sommet [2], elle ne "voit" qu'une faible partie de la goutte.

Si l'axe horizontal de la cellule est dans un plan de symétrie vertical de la goutte, la cellule distingue trois parties d'opacité différente. (figure 4)

Tout d'abord, une partie très courbe qui diffracte et réfléchit les rayons lumineux (figure 4-2). Nous avons une zone d'ombre qui entraîne un premier pic.

Ensuite, vient le milieu de la goutte que nous pouvons considérer comme une lame à faces parallèles (figure 4-3). Le faisceau lumineux n'est plus interrompu.

Puis de nouveau, (figure 4-4) une zone à concavité élevée, qui se traduit par une zone d'ombre, et nous obtenons le deuxième pic.

Lorsque l'axe horizontal de la cellule n'est pas dans le plan de symétrie de la goutte, nous n'observons qu'une zone d'ombre. Le montage ne délivre alors qu'un seul pic.

Nous avons vérifié cette hypothèse en calculant le temps de passage de la goutte devant la photodiode.

Nous estimons qu'une goutte a une longueur de 6 mm environ et qu'elle parcourt une distance de 15 mm avant de rencontrer le pinceau lumineux.

En utilisant la loi de la chute des corps, nous avons en négligeant la résistance de l'air :

$$e = \frac{1}{2} g \cdot t^2 \quad (1)$$

$$v = g \cdot t \quad (2)$$

e , distance parcourue en m, $15 \cdot 10^{-2}$

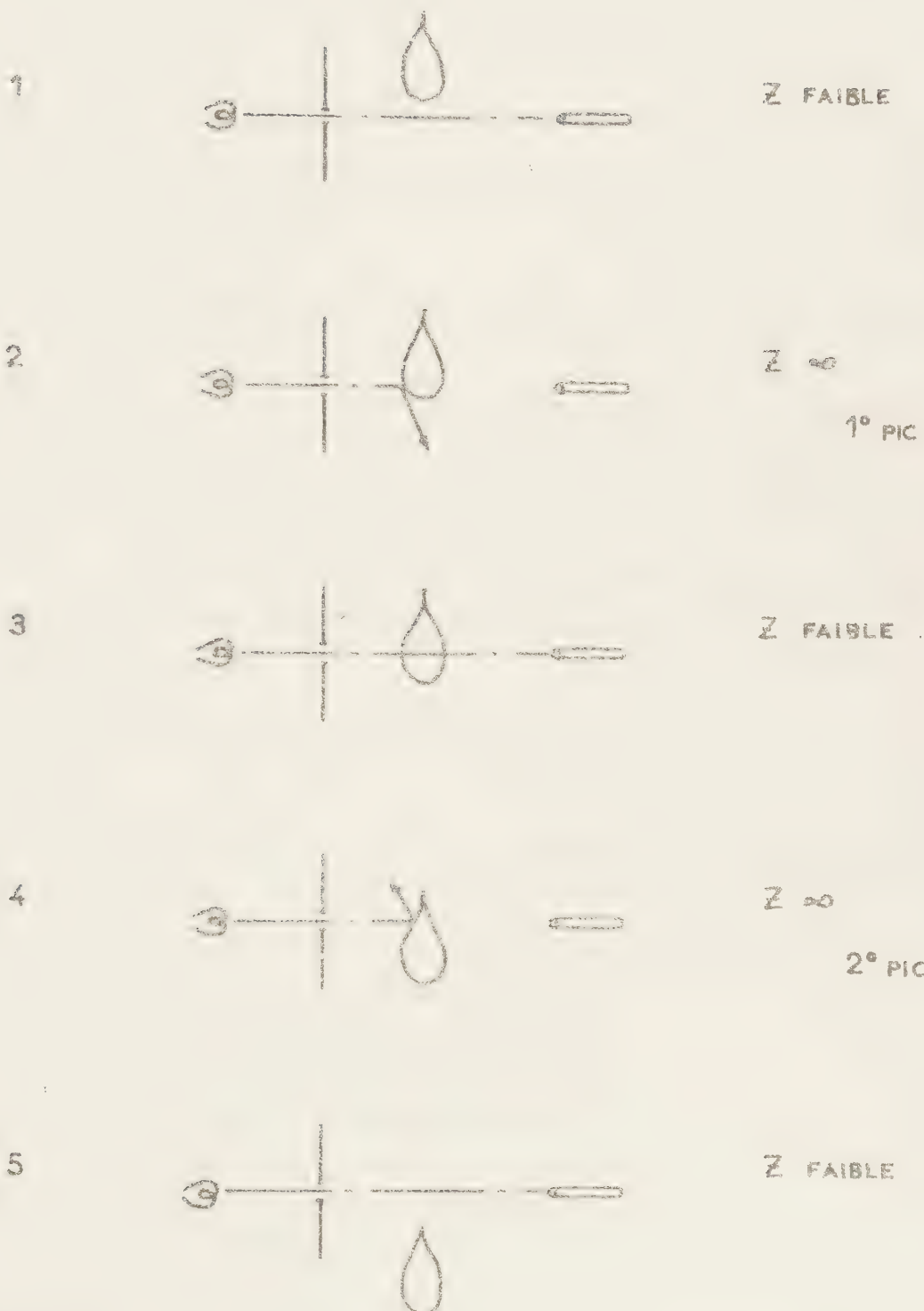
g , accélération de la pesanteur $\neq 10 \text{ m/s}^2$

t , temps en secondes

v , vitesse en m/s

(1) donne le temps de chute : $t = \sqrt{\frac{2e}{g}} = 5,5 \cdot 10^{-2} \text{ seconde}$

FIGURE N° 4



La vitesse atteinte par la goutte est :

$$(2) \quad v = 0,55 \text{ m/s}$$

A cette vitesse, les 6 mm de la goutte défilent devant la cellule en 11 ms. Si nous considérons que la goutte est constituée de trois zones de même hauteur, nous obtenons deux pics de 3,5 ms de large.

Nous avons mesuré à l'oscilloscope des largeurs de pics allant de 2 à 5 ms suivant la position de la cellule. Lorsque nous n'avons qu'un seul pic, sa largeur est d'environ les deux tiers du temps précédent. Nous avons obtenu des temps de 4 à 8 ms.

Ces mesures confirment l'explication que nous avons donnée d'après la forme de la goutte.

Pour pallier à cet inconvénient, nous avons disposé une monostable (figure 5) à la sortie du trigger. Cette monostable [3/ 11] doit avoir une durée au moins égale au temps de passage d'une goutte. Nous avons choisi 15 ms

Le principe de la détection par interruption d'un faisceau lumineux s'étant révélé utilisable, nous avons réalisé un montage mécanique rassemblant source et cellule.

b) ensemble source-détecteur A.E.G.

Cet ensemble est utilisé comme détecteur de proximité, de passage, ou même, de fin de course sur certaines machines-outils.

Cet appareil en forme d'U est constitué (figure 6)

- d'une lampe à incandescence (A)
- d'une lentille collimatrice (B)
- d'un miroir plan à 45° (C)
- d'une zone à rayons parallèles (D)
- d'un miroir plan à 45° (E)
- d'une lentille focalisatrice (F)
- d'une photodiode (G)

FIGURE N° 5

MONOSTABLE

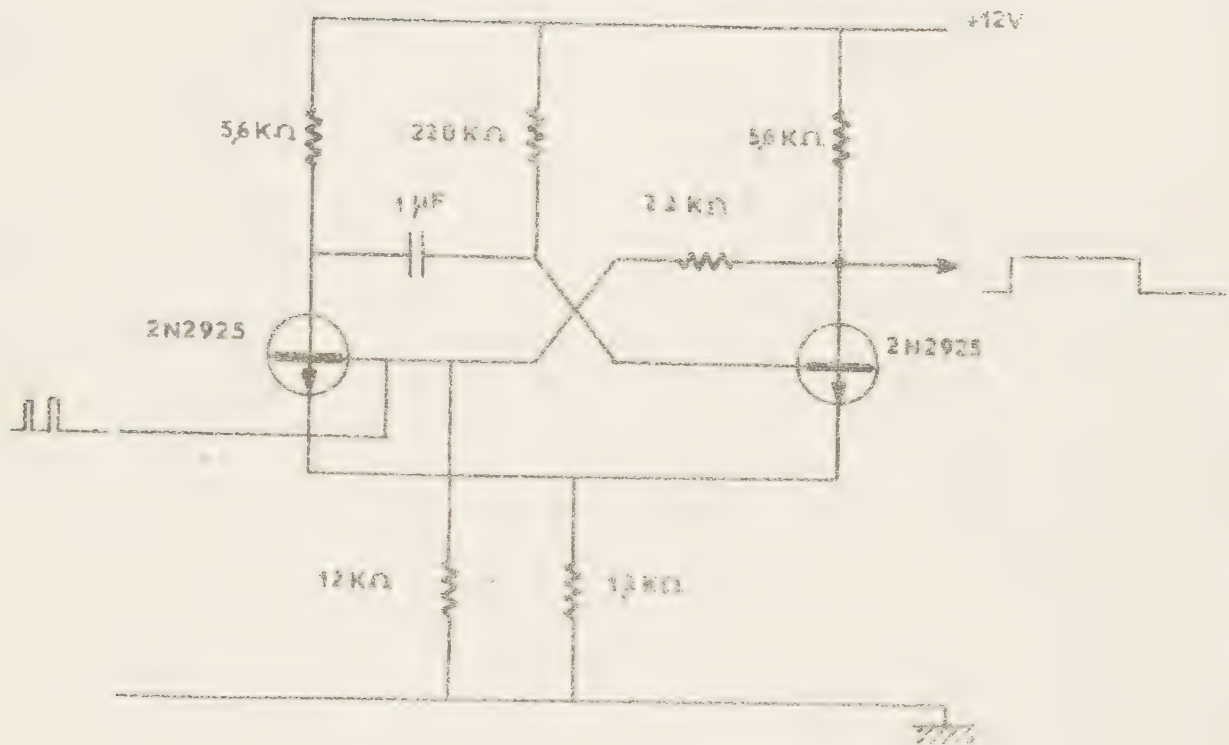
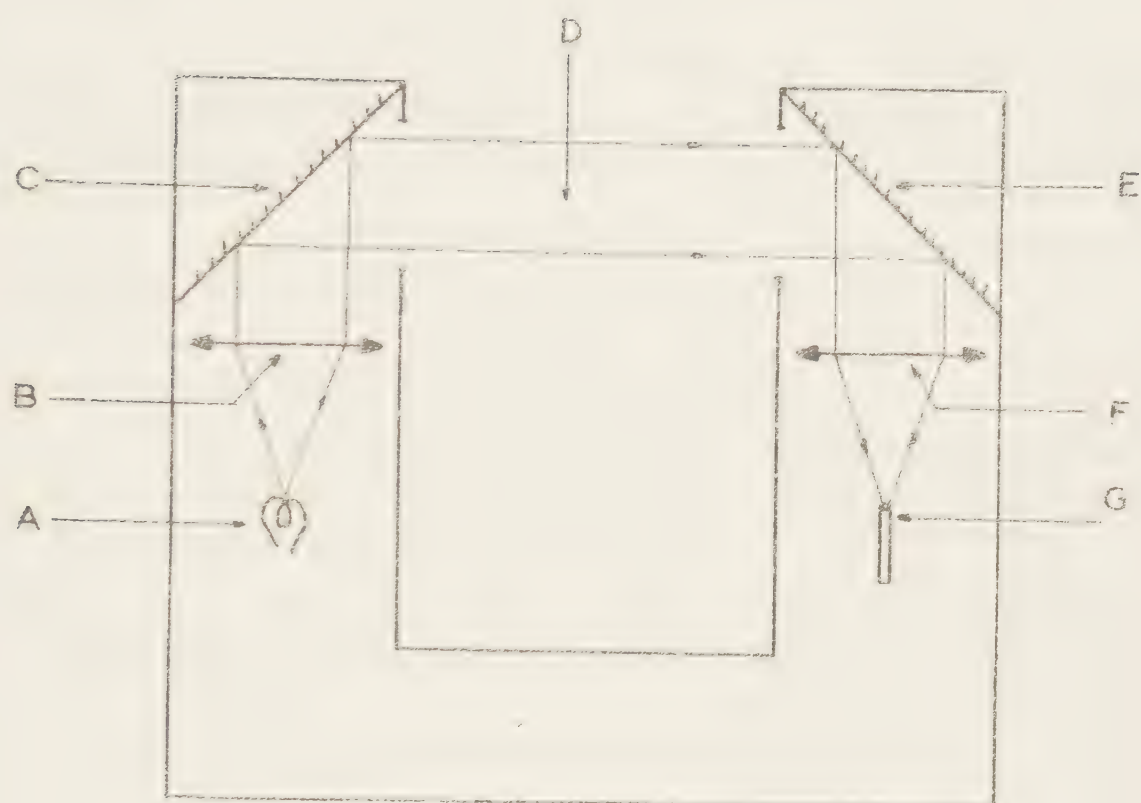


FIGURE N° 6

CELLULE A E G



Nous avons utilisé cette cellule de détection et elle nous a donné entière satisfaction, mais nous avons modifié les éléments électriques. D'une part, nous avons remplacé la source 6V, 1A par une source 6V, 50 mA et d'autre part, la photodiode OAP 12 par une photodiode plus sensible 33 F2.

Cette nouvelle configuration ne nous a pas entièrement satisfait car la lumière ambiante gardait une trop grande influence. Nous avons pu la réduire en disposant un diaphragme sur la lucarne du côté de la cellule.

Pour éviter cette influence, nous nous sommes tournés vers des sources très directives émettant dans le proche infrarouge.

c) Source à l'arséniure de Gallium

Les photodiodes de la série 30 F2 (Sescosem) ayant leur maximum de sensibilité pour une longueur d'onde de 0,9 μ m, nous avons cherché une source produisant un tel rayonnement.

Notre choix s'est porté sur une source à l'Arséniure de Gallium (AsGa) [4] [5] [6] fabriquée par Texas Instruments.

Cette source a de nombreux avantages :

- elle est de petites dimensions (longueur 2,7 mm, diamètre 1,5 mm)
- elle émet un rayonnement dans le proche infrarouge (0,9 μ m)
- elle a une consommation électrique faible (< 50 mA sous 1,3 V)
- elle est directive (90 % de la lumière émise se trouve dans un cône de 10° d'angle au sommet).

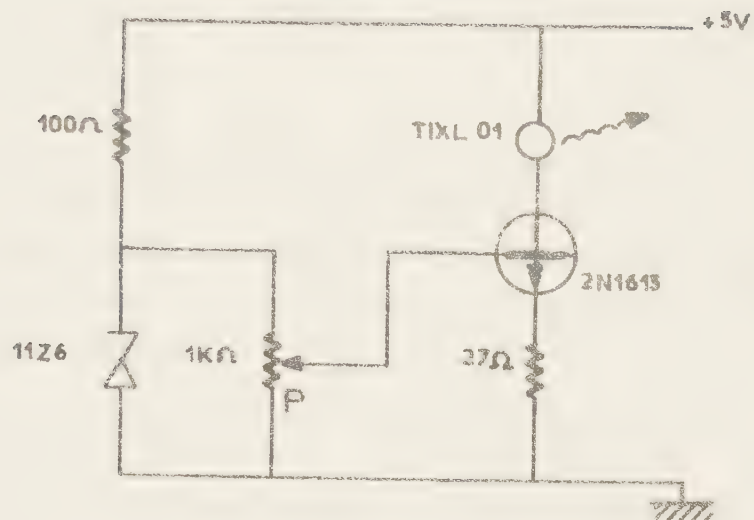
Malheureusement, cette source est d'un prix élevé (> 100 F HT) et un courant supérieur à 50 mA la détruit. Compte tenu de ce fait, nous l'avons alimentée par un générateur à courant constant.

Ce générateur [7] schématisé figure 7-1, est d'un type légèrement modifié puisque nous faisons varier la tension base plutôt que la résistance d'émetteur. Ce montage délivre un courant réglable entre 0 et 100 mA.

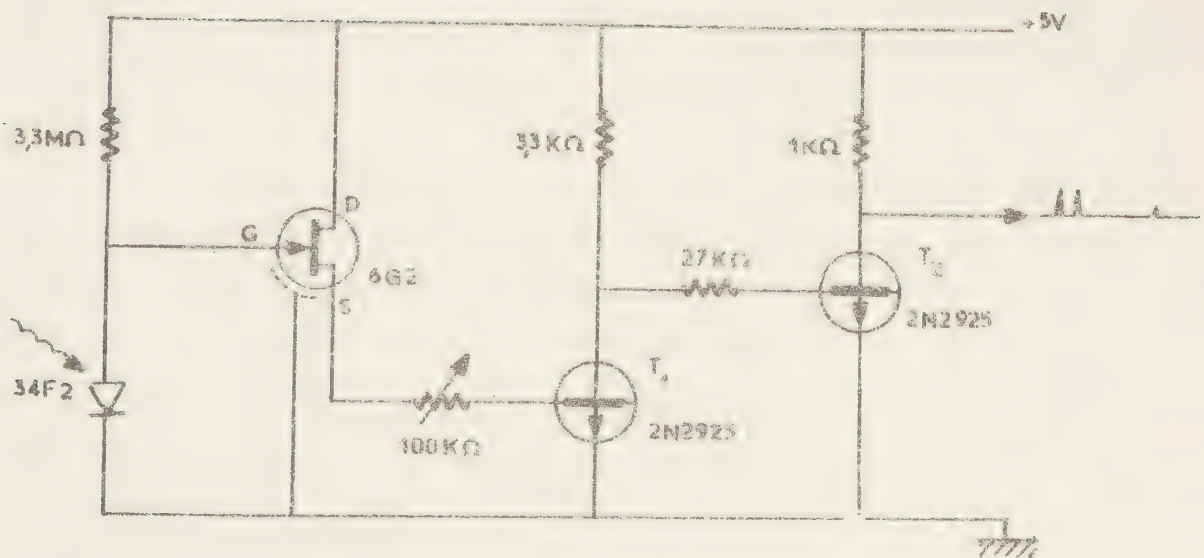
La puissance émise étant trop faible, nous avons remplacé le trigger de Schmitt par un montage beaucoup plus sensible, [8] représenté figure 7-2.

FIGURE N° 7

1 GENERATEUR DE COURANT



2 DETECTION ASSOCIEE



Etude du montage détecteur.

La cellule utilisée pour la réception est plus sensible que dans les montages précédents ($0,16 \mu\text{A/lux}$ au lieu de $0,08 \mu\text{A/lux}$). Celle-ci est montée dans le pont de polarisation d'un Gridistor (6G2 SESCO) à canal (Fig. 7-2).

En l'absence de goutte, la cellule est éclairée, son impédance est faible devant $3,3 \text{ M}\Omega$, et le transistor à effet de champ est bloqué. Le transistor T_1 est lui aussi bloqué, son courant de base est nul. Par contre, T_2 est saturé. La résistance variable de $100 \text{ K}\Omega$ permet un réglage en fonction de l'éclairage ambiant.

Lors du passage d'une goutte, le faisceau lumineux est coupé, l'impédance de la photodiode devient supérieure à $3,3 \text{ M}\Omega$. La tension grille-source du gridistor tend vers zéro, le F.E.T. laisse alors passer un courant. Le transistor T_1 se sature et T_2 se bloque. Le passage de la goutte se traduit par une impulsion positive.

Résultats obtenus.

Les difficultés mécaniques d'alignement émetteur-récepteur ayant été résolues, le réglage de la polarisation réalisé, nous avons obtenu les résultats suivants :

Le passage d'une goutte d'un liquide transparent se traduit, comme dans les systèmes précédents, par deux impulsions. Puis un phénomène nouveau, apparaît 50 ms environ après le passage de la goutte et nous observons alors un troisième pic de 0,5 ms de large, suffisant pour déclencher à nouveau la monostable (figure 5) utilisée précédemment.

Pour expliquer ce phénomène, nous avons tout d'abord pensé à des éclaboussures, lorsque la goutte tombe sur le filtre. Mais devant la régularité de cet effet, aussi bien du point de vue retard, que du point de vue largeur d'impulsion, nous avons vérifié la formation de la goutte.

Nous avons mis en évidence ces gouttelettes en utilisant une ampoule de dégazage dont le filtre avait été supprimé. Sur les parois de l'ampoule, que la "grosse" goutte ne touchait pas, nous avons recueilli rapidement un certain nombre de gouttelettes de 0,1 mm de diamètre. Celles-ci ne peuvent se former qu'au moment où la goutte se détache.

Nous avons trouvé dans une revue [10] des photos que nous avons schématisées figure 8 et 9, représentant la formation d'une goutte et le début de sa chute. Nous y voyons très bien les gouttelettes résultant de la rupture du pédoncule.

Pour palier à des erreurs de mesures dues à ce phénomène, nous avons augmenté le temps de la monostable de 15 à 100 mS. Cette durée, bien qu'importante, n'est pas critique. En effet, une période de 150 mS, compatible avec la monostable, permet un débit de 400 gouttes par minute, qui est très voisin de l'écoulement continu.

Malgré un fonctionnement correct de l'ensemble de détection, nous avons abandonné ce procédé. La distance importante entre l'émetteur et le récepteur nous a obligé à faire fonctionner l'émetteur aux limites de ses possibilités. Nous sommes alors revenus aux sources à incandescence.

d) Source à incandescence faible consommation

Les lampes à incandescence sont beaucoup moins sensibles aux surintensités que les diodes à l'AsGa, pour un prix de revient considérablement plus faible (50 fois). Nous sommes revenus à ce procédé d'éclairage des gouttes avec une ampoule type téléphone de faible puissance (6V, 20 mA).

Les cellules de la série 30 F2 de Sescosem ayant leur maximum de sensibilité à 0,9 μm , nous avons dû sous alimenter la lampe, ceci ayant pour effet d'augmenter le rayonnement infrarouge et la durée de vie déjà importante de cette source. (10 000 heures garanties sous la tension nominale).

Fonctionnement du montage

Une lampe à incandescence nous permet d'utiliser des transistors bipolaires courants dans l'amplificateur figure 10.

En l'absence de goutte, le montage de Darlington (émetteur commun) constitué par les transistors T_1 , T_2 est bloqué : la tension base-émetteur étant voisine de zéro. Par voie de conséquence, le transistor T_3 est saturé. Le passage d'une goutte élève l'impédance de la photodiode, laissant ainsi circuler un courant-base dans T_1 . Le darlington se sature et T_3 se bloque. Nous observons à la sortie une succession de pics positifs.

FIGURE N°8

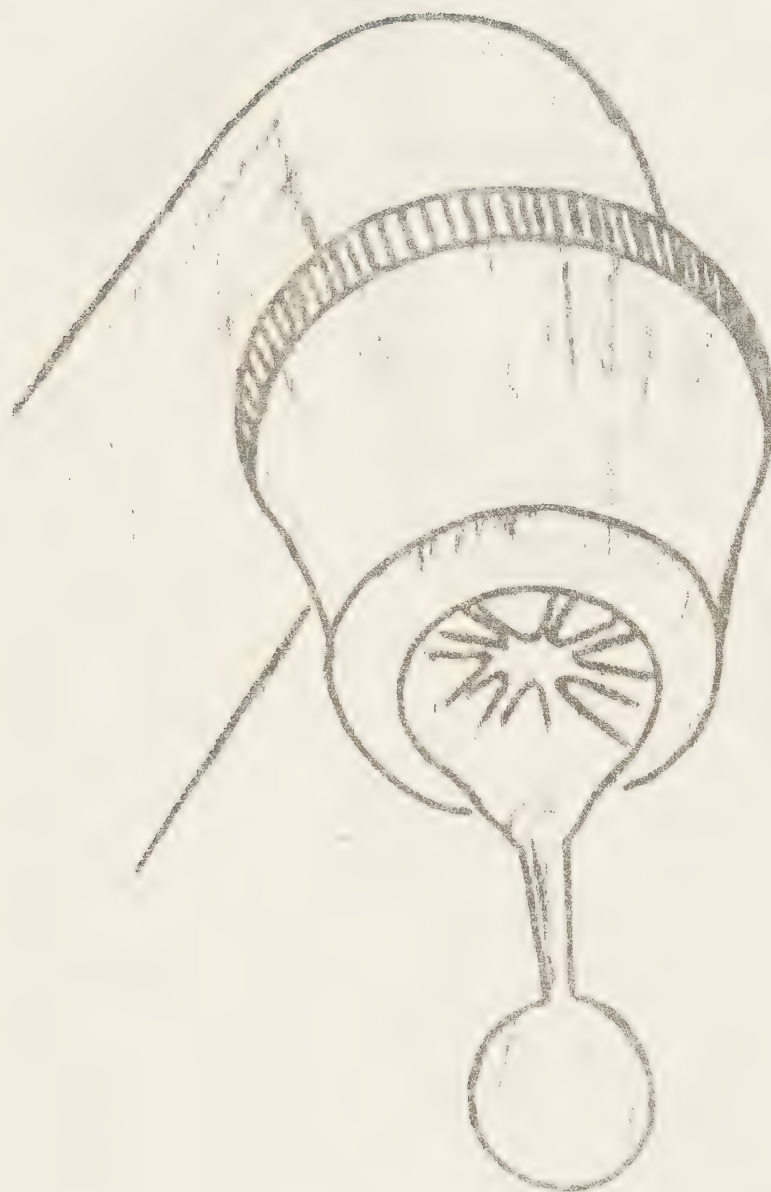
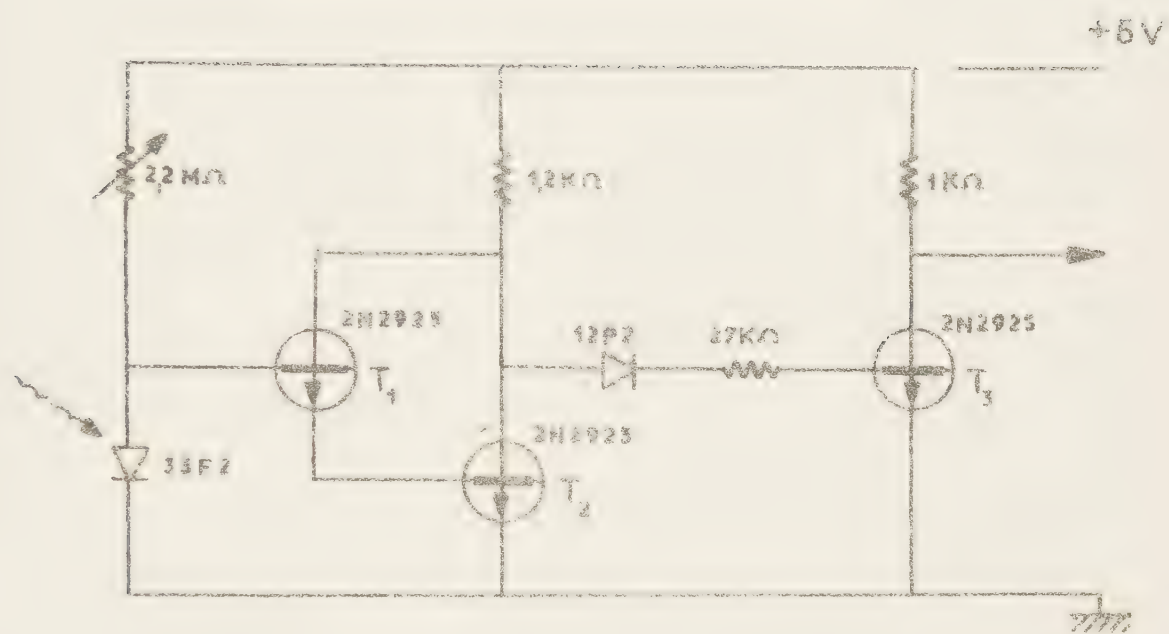


FIGURE N°9



FIGURE N° 10

DETECTION



Résultats obtenus :

Le double pic par goutte est toujours visible, mais nous n'observons le troisième pic que pour certaines conditions d'éclairage ambiant. Néanmoins, le maintien de la durée de la monostable à 100 mS est nécessaire pour un fonctionnement fiable de la détection.

IV - TRAITEMENT DE L'INFORMATION

Nous avons tout d'abord construit des appareils de surveillance dont la fonction était de délivrer une alarme (lumineuse et-ou sonore) lorsqu'un incident survenait. Nous rencontrons deux sortes d'incidents : les emballements provoqués par un retrait de l'aiguille et les arrêts du débit dus à la présence de caillots.

Puis, à la demande du personnel hospitalier, nous nous sommes orientés vers des appareils réalisant en plus du contrôle une régulation du débit.

Pour la réalisation de ces appareils, nous avons utilisé les deux grands chemins de l'électronique actuelle : l'analogique et le numérique.

1°) Appareil analogique de contrôle par mesure de l'intervalle de temps entre les gouttes (voir thèse A. BLOU).

Dans ce premier appareil figure 11, n'a été considérée que la fonction surveillance. Un embellement ou un arrêt intempestif est signalé par le changement d'état d'un relais.

Le principe de ce dispositif est basé sur la mesure du temps séparant deux gouttes. Le passage d'une goutte déclenche la charge d'une capacité. A la goutte suivante, on compare la tension atteinte V à deux tensions, V_M limite supérieure (LS) et V_m limite inférieure (LI)

Si V tombe entre V_m et V_M , la perfusion se poursuit normalement. Le condensateur de mesure est remis à zéro, permettant un nouveau cycle.

Si, par contre, V tombe hors de l'intervalle $V_m V_M$, le débit n'est plus dans les limites permises et un signal de commande agit sur la bascule bistable BIS qui actionne le relais d'alarme [15].

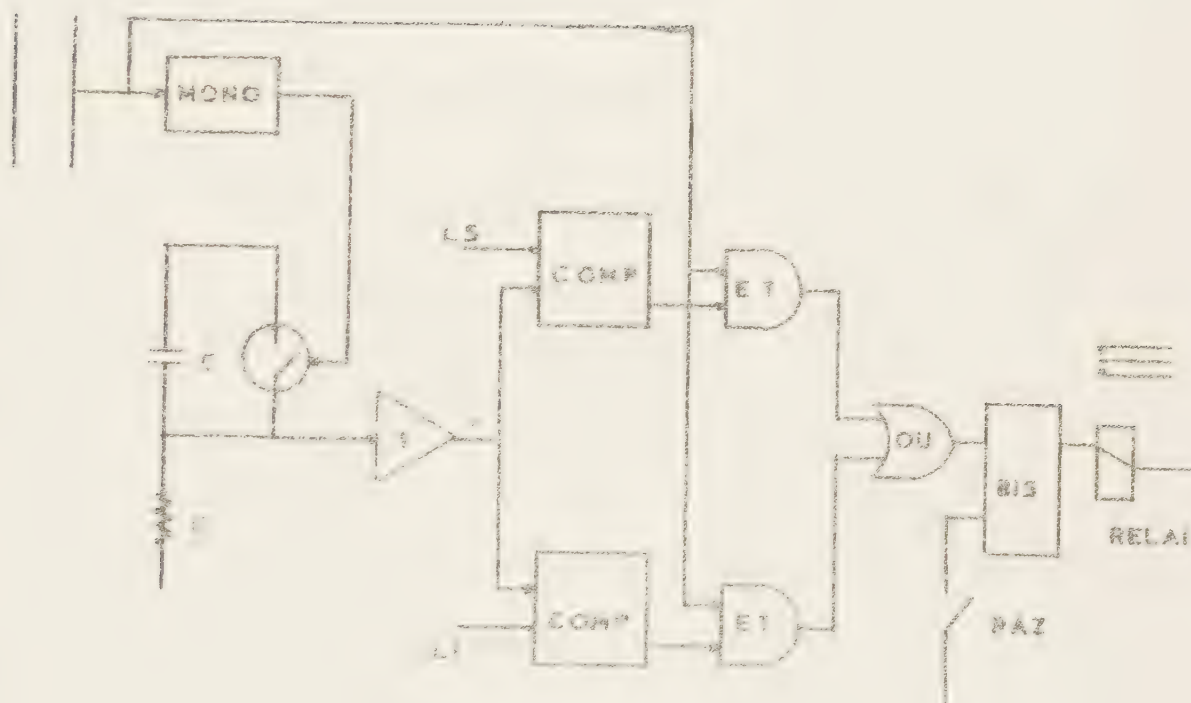
2°) Appareil digital de contrôle par comptage des gouttes pendant une durée donnée

Le débit d'une perfusion étant discrétisé, puisqu'il a lieu sous forme de gouttes, nous avons pensé pouvoir traiter ces informations par un procédé numérique.

FIGURE N°11

SCHEMA
SYNOPTIQUE

CELLULE



a) Principe de fonctionnement

Dans cet appareil (figure 12), nous comptons les gouttes tombant pendant une unité de temps T et à chaque période T nous comparons numériquement ce nombre N de gouttes à deux nombres affichés, N_m limite inférieure et N_H limite supérieure.

Selon le résultat de la double comparaison, le comptage se poursuit pendant une nouvelle période T, ou le système se met en alarme et se bloque sur l'incident détecté. Une action sur la remise à zéro débloquent le dispositif et permet à nouveau le contrôle.

b) Description de l'appareil

L'appareil ainsi conçu comporte 5 grandes parties :

- l'horloge qui définit la durée du comptage
- le comptage et l'affichage
- les comparaisons.
- l'alarme
- l'alimentation

Nous allons analyser successivement chacune de ces parties

c) Etude des circuits

L'horloge

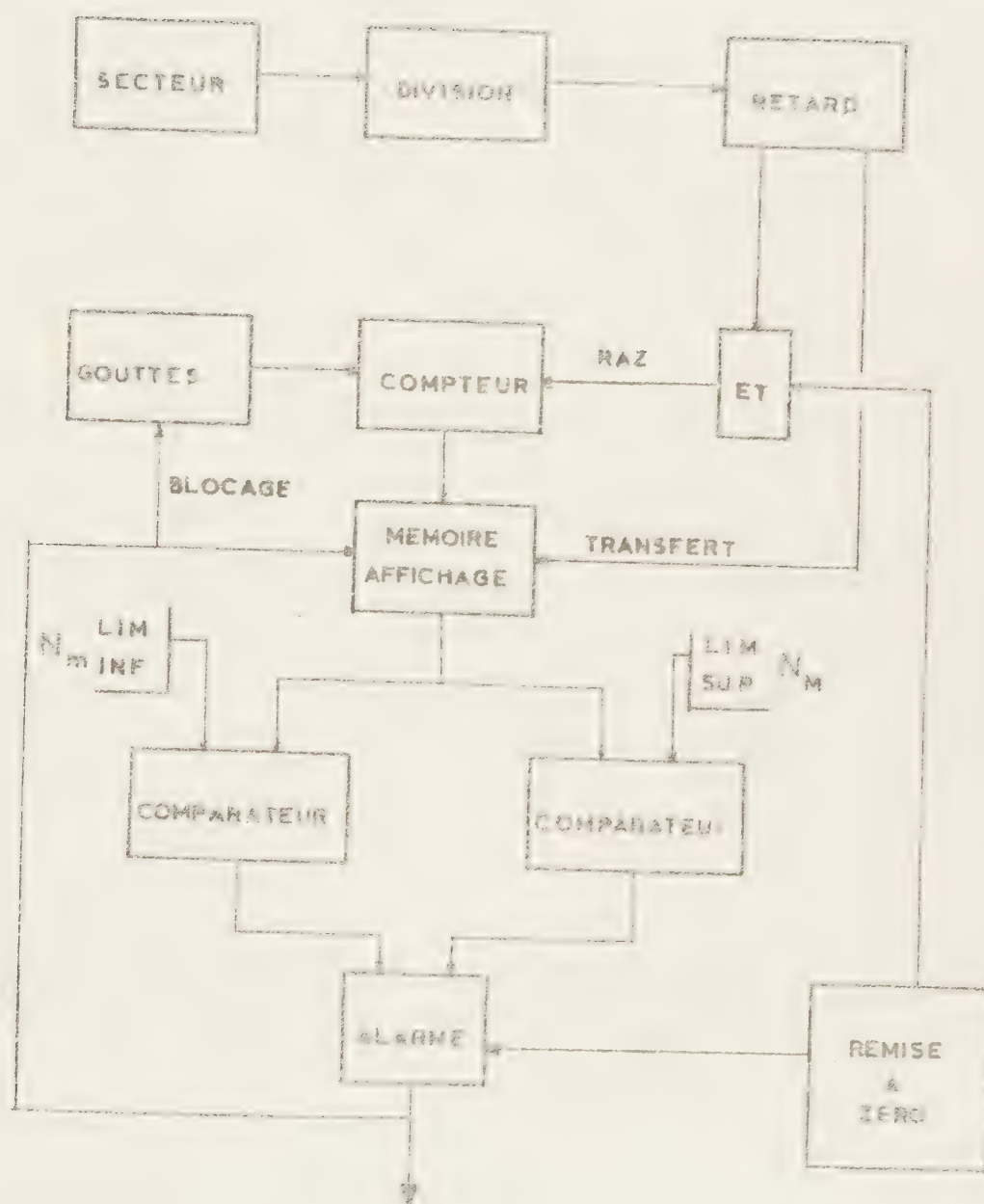
Pour n'utiliser que deux décades de comptage, bien que les débits s'étendent de 20 à 200 gouttes par minute, nous pouvons compter pendant des périodes de 2 mn, 1 mn, ou 30 sec. selon le débit choisi.

Le circuit d'horloge doit nous donner une impulsion toutes les 30 secondes, toutes les minutes ou les deux minutes. Pour des temps aussi longs, l'emploi de transistors unijonction montés en oscillateur de relaxation n'est pas possible et nous avons utilisé comme référence la fréquence 50 Hz du secteur.

Nous disposons (figure 13), après le redressement à double alternance, d'un signal à 100 Hz. Celui-ci mis en forme par un transistor suivi d'un trigger [4] attaque le circuit diviseur. Cette division est réalisée à

FIGURE N° 12

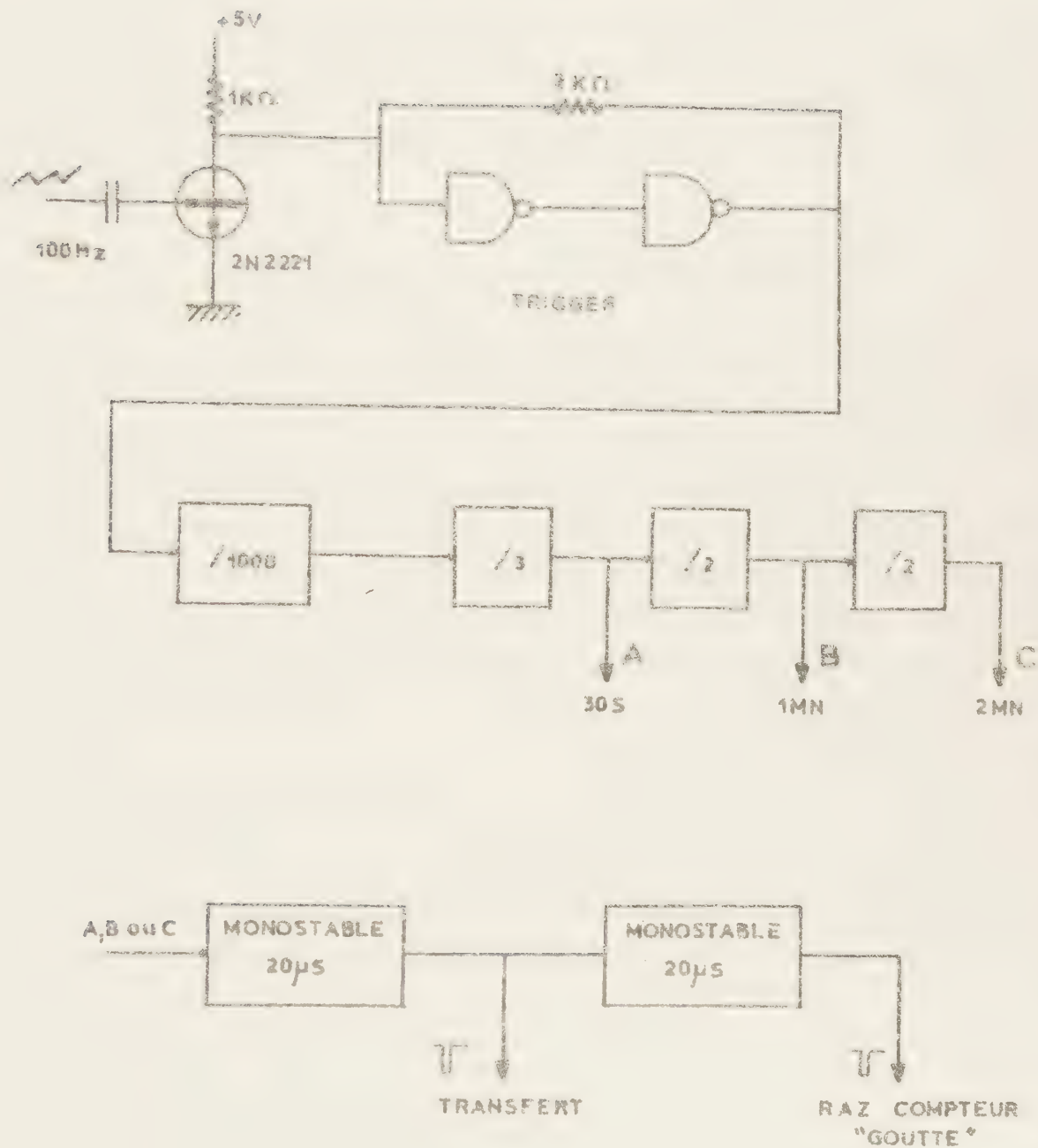
SCHEMA SYNOPTIQUE



SALLE DE GARDE

FIGURE N° 13

HORLOGE



l'aide de compteurs intégrés par 10 (2 x 5) et 12 (2 x 6). La mise en service des diviseurs par 2 va nous permettre d'obtenir une division par 3000 (30 secondes), 6000 (1 minute) ou 12 000 (deux minutes).

A la sortie de la division, nous plaçons deux monostables (fig. 13) qui nous délivrent des impulsions décalées dans le temps. Ces signaux nous servent, d'une part, à la mise en mémoire du contenu du compteur de gouttes et, d'autre part, à la remise à zéro de ce même compteur, le préparant ainsi à un nouveau cycle.

Comptage, mise en mémoire, affichage (figure 14).

La sortie de la cellule de détection attaque la monostable de 100 mS. Ceci élimine les 3 pics produits par la chute de la goutte et réalise l'adaptation d'impédance. Ce signal est envoyé sur deux décades intégrées permettant un comptage de 0 à 99. A chaque unité de temps, le contenu du compteur est transféré selon un mode parallèle dans une mémoire tampon de 2 x 4 bits, elle aussi en circuits intégrés. Ce transfert terminé, le compteur est remis à zéro. La sortie de la mémoire alimente deux circuits "décodeur-driver" de tubes à affichage numérique, sur lesquels apparaît en clair le nombre de gouttes écoulées.

Les comparaisons.

A la sortie de la mémoire tampon, nous disposons du nombre de gouttes en BCD (décimal codé binaire). Nous devons comparer ce nombre N à deux nombres A et B eux aussi codés en BCD à l'aide de roues codeuses.

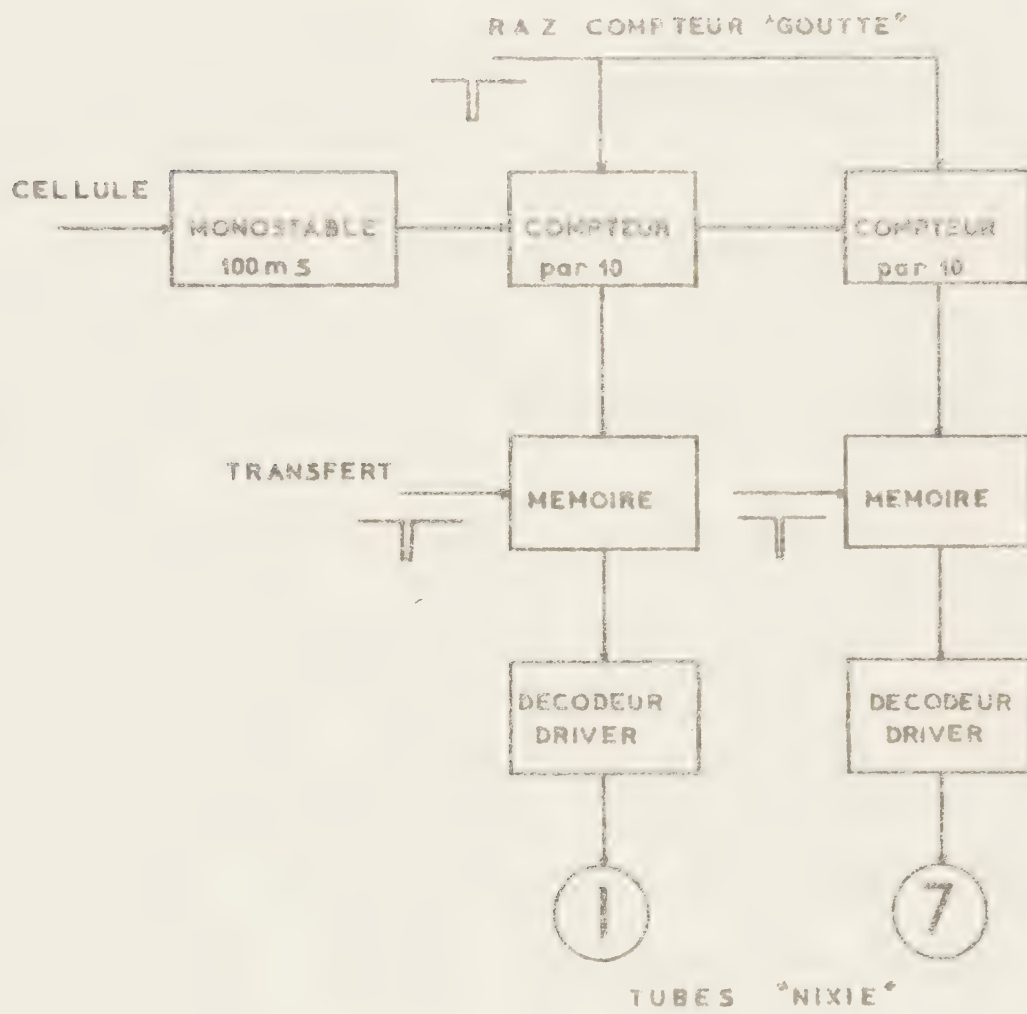
Les nombres N, A et B s'écrivent en BCD :

$$N = n_{24} n_{23} n_{22} n_{21} \quad n_{14} n_{13} n_{12} n_{11}$$

$$A = a_{24} a_{23} a_{22} a_{21} \quad a_{14} a_{13} a_{12} a_{11}$$

$$B = b_{24} b_{23} b_{22} b_{21} \quad b_{14} b_{13} b_{12} b_{11}$$

COMPTAGE AFFICHAGE



Les n_{ij} , a_{ij} et b_{ij} ne prennent que les valeurs binaires 0 ou 1.

Le premier indice indique la place dans le nombre écrit en décimal ; Le second la place dans l'écriture BCD

Remarque.

Nous n'étudierons que la réalisation de $N > A$, car $N < B$ s'écrit aussi $B > N$.

$N > A$ s'écrit en décimal pour des nombres à deux chiffres :

$$(N > A) = (N_2 N_1 > A_2 A_1)$$

Pour que cette inégalité soit vérifiée, il suffit que N_2 soit supérieur à A_2 , ou si N_2 est égal à A_2 , il suffit que N_1 soit supérieur à A_1 .

Nous pouvons écrire d'une façon symbolique :

$$\begin{aligned} (N > A) &= (N_2 > A_2) + (N_2 = A_2) \cdot (N_1 > A_1) \\ &= (N_2 > A_2) + (N_2 = A_2) \cdot (N_1 > A_1) \end{aligned}$$

Pour alléger les calculs, nous allons chercher seulement $(N_2 > A_2)$

$$\begin{aligned} (N_2 > A_2) &= (n_{24} n_{23} n_{22} n_{21} > a_{24} a_{23} a_{22} a_{21}) \\ &= (n_{24} > a_{24}) + (n_{24} = a_{24}) \cdot (n_{23} n_{22} n_{21} > a_{23} a_{22} a_{21}) \\ &= (n_{24} > a_{24}) + (n_{24} = a_{24}) \cdot [(n_{23} > a_{23}) + (n_{23} = a_{23}) \cdot (n_{22} n_{21} > a_{22} a_{21})] \\ &= (n_{24} > a_{24}) + (n_{24} = a_{24}) \cdot [(n_{23} > a_{23}) + (n_{23} = a_{23}) \cdot \{(n_{22} > a_{22}) + (n_{22} = a_{22}) \cdot (n_{21} > a_{21})\}] \end{aligned}$$

$(N_1 > A_1)$ s'écrit de la même façon :

$$(N_1 > A_1) = (n_{14} > a_{14}) + (n_{14} = a_{14}) \cdot [(n_{13} > a_{13}) + (n_{13} = a_{13}) \cdot \{(n_{12} > a_{12}) + (n_{12} = a_{12}) \cdot (n_{11} > a_{11})\}]$$

Lorsque deux nombres sont égaux, les chiffres ou les bits d'un même rang sont égaux. $(N_2 = A_2)$ s'écrit :

$$(N_2 = A_2) = (n_{24} = a_{24}) \cdot (n_{23} = a_{23}) \cdot (n_{22} = a_{22}) \cdot (n_{21} = a_{21})$$

Avant de passer à la réalisation pratique des circuits de calcul, nous devons transformer les signes mathématiques > et = en équations logiques.

Recherche des équations logiques.

Pour trouver les équations logiques, nous allons utiliser la table de vérité et le tableau de Karnaugh si besoin est [12].

La table de vérité de $(u > v)$ s'écrit :

u	v	$(u > v)$
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0

De cette table nous tirons immédiatement :

$$(u > v) = u \cdot \bar{v}$$

Pour $(u = v)$ la table de vérité devient :

u	v	$u = v$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Nous obtenons dans ce cas :

$$(u = v) = \bar{u} \cdot \bar{v} + u \cdot v$$

Nous disposons maintenant de toutes les équations nécessaires à l'élaboration du schéma logique.

Réalisation de $(n_{21} > a_{21})$

Nous avons vu que $(n_{21} > a_{21})$ est équivalent à $n_{21} \cdot \bar{a}_{21}$. En utilisant le théorème de Morgan [12] $n_{21} \cdot \bar{a}_{21}$ devient

$$n_{21} \cdot \bar{a}_{21} = \overline{\overline{n_{21}} + \bar{a}_{21}} = \overline{\overline{n_{21}} + a_{21}}$$

En utilisant une fonction NOR dont les entrées sont respectivement $\overline{n_{21}}$ et a_{21} , nous obtenons à la sortie $n_{21} \cdot \bar{a}_{21}$ (figure 15)

Réalisation de $(n_{22} = a_{22})$

$(n_{22} = a_{22})$ s'écrit aussi $n_{22} a_{22} + \overline{n_{22} a_{22}}$, transformons cette expression en utilisant le théorème de Morgan [12] :

$$\begin{aligned} n_{22} a_{22} + \overline{n_{22} a_{22}} &= \overline{\overline{n_{22} a_{22}}} + \overline{n_{22} a_{22}} \\ &= \overline{(n_{22} + a_{22})(\overline{n_{22} + a_{22}})} \end{aligned}$$

La loi d'associativité nous permet d'écrire :

$$= \overline{\overline{n_{22}} \cdot n_{22} + \overline{n_{22}} \cdot a_{22} + n_{22} \cdot \bar{a}_{22} + \bar{a}_{22} \cdot a_{22}}$$

Sachant qu'en algèbre binaire le produit $x\bar{x} = 0$, nous obtenons :

$$n_{22} \cdot \bar{a}_{22} + \overline{n_{22}} \cdot a_{22} = n_{22} \cdot \bar{a}_{22} + \overline{n_{22}} \cdot a_{22}$$

La fonction complexe AND . OR INVERT, qui combine quatre variables x, y, z, t , suivant la loi $S = \overline{xy + zt}$, convient à notre problème. Il suffit de disposer sur les entrées les variables n_{22} , $\bar{a}_{22}$ et $\overline{n_{22}}$, a_{22} comme l'indique la figure 15

Réalisation de $(n_{22} > a_{22}) + (n_{22} = a_{22})(n_{21} > a_{21})$

Si nous utilisons une autre fonction complexe AND. OR INVERT dont les entrées sont successivement n_{22} , $\bar{a}_{22}$ et $(n_{22} = a_{22})$, $(n_{21} > a_{21})$

Nous obtenons à la sortie figure 15

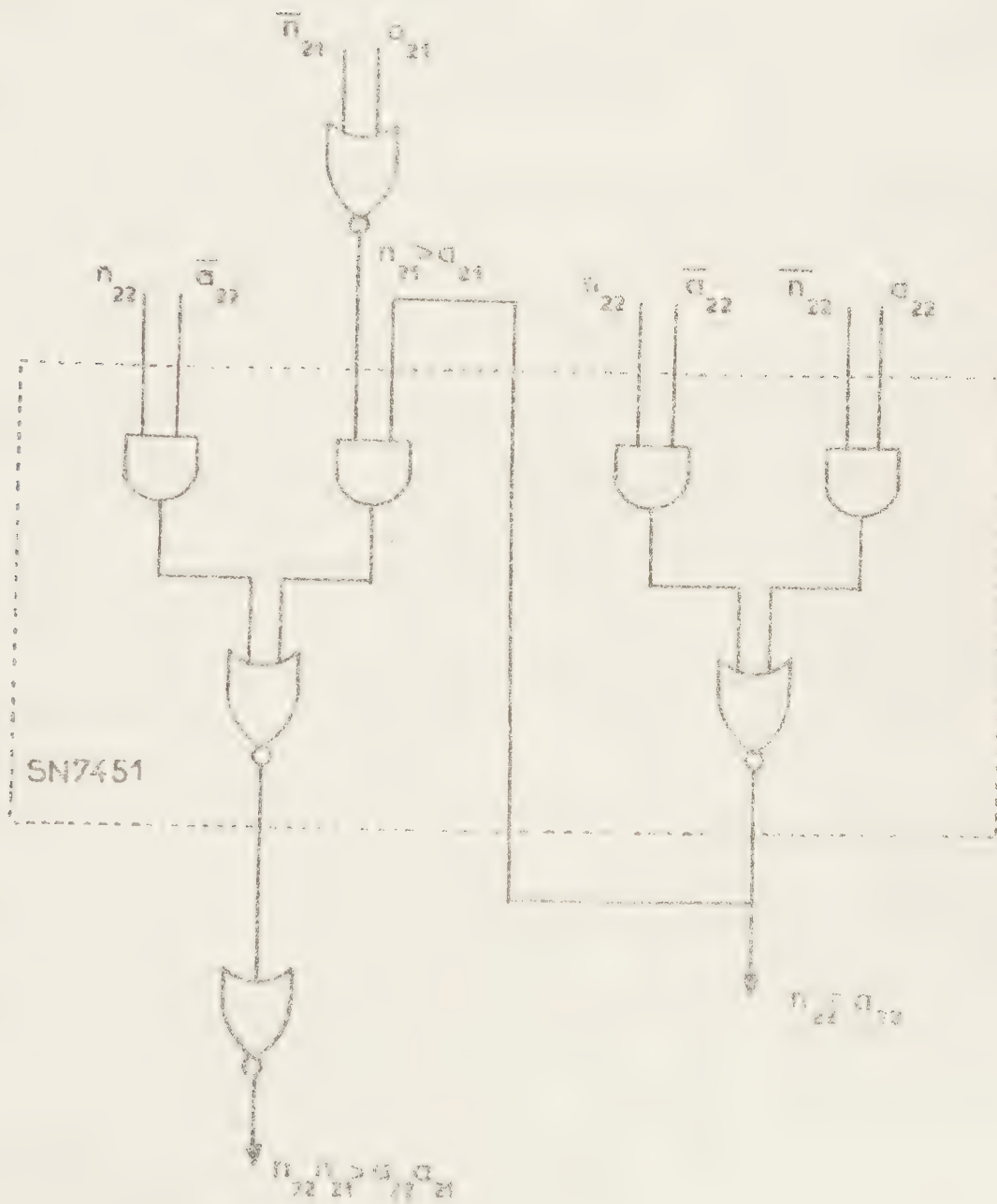
$$n_{22} \cdot \bar{a}_{22} + (n_{22} = a_{22}) \cdot (n_{21} > a_{21})$$

Après inversion de ce signal, nous obtenons finalement :

$$(n_{22} \cdot n_{21} > a_{22} a_{21})$$

COMPARAISON

SCHEMA DE BASE



Nous remarquons dans l'équation :

$$(N_2 > A_2) = (n_{24} > a_{24}) + (n_{24} = a_{24}) [(n_{23} > a_{23}) + (n_{23} = a_{23}) \{ (n_{22} > a_{22}) + (n_{22} = a_{22}) (n_{21} > a_{21}) \}]$$

que l'élément de calcul que nous venons de réaliser figure 15 est un élément itératif.

En utilisant cet élément, comme l'indique la figure 16, nous obtenons facilement $(N_1 > A_1)$ et $(N_2 > A_2)$. L'utilisation d'une porte NAND à 4 entrées nous réalise $(N_2 = A_2)$, puisque nous disposons des variables $(n_{24} = a_{24})$, $(n_{23} = a_{23})$, $(n_{22} = a_{22})$ et $(n_{21} = a_{21})$.

Nous avons maintenant tous les éléments nous permettant de réaliser l'équation :

$$(N > A) = (N_2 > A_2) + (N_2 = A_2) \cdot (N_1 > A_1)$$

L'utilisation de deux fonctions NOR (figure 16) nous donne

$$\overline{(N > A)} \text{ car : } \overline{\overline{(N_2 = A_2)} + \overline{(N_1 > A_1)} + \overline{(N_2 > A_2)}} = \overline{(N_2 = A_2)} \cdot \overline{(N_1 > A_1)} + \overline{(N_2 > A_2)}$$

un simple inverseur nous donnera $(N > A)$.

Nous venons de réaliser $(N > A)$, la réalisation de $(N < B)$ se fait de la même façon car : $(N < B) = (B > N)$

L'alarme.

Les sorties des comparateurs $N > A$ et $B > N$ sont au niveau logique "1", lorsque la condition $A < N < B$ est réalisée. Dès que le nombre de gouttes N ne satisfait plus à cette inéquation, il y a apparition d'un "zéro" sur la sortie d'un comparateur. Nous devons détecter ce "zéro" pour actionner l'alarme.

Nous reconnaissons ce "zéro" en utilisant une fonction NAND à deux entrées, cette fonction nous délivre un "1" lorsqu'une de ses entrées est mise au niveau "zéro". La sortie commande un voyant lumineux par l'intermédiaire d'un transistor (figure 17) et une bascule bistable. La remise à zéro de la bistable commandant le relais d'alarme se fait par le poussoir "arrêt-alarme". L'alarme lumineuse est maintenue tant que le défaut n'est pas totalement supprimé.

COMPARAISON

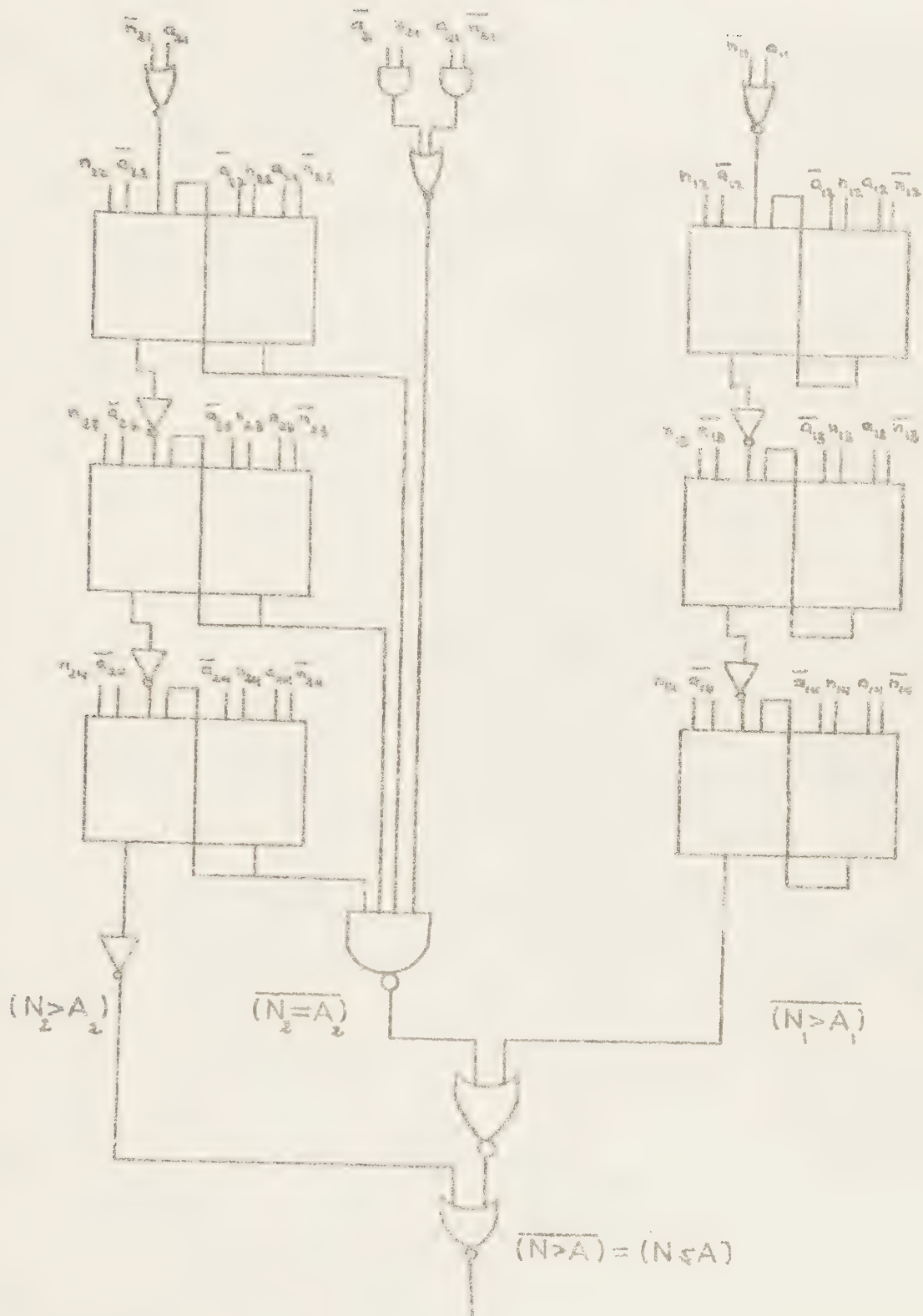
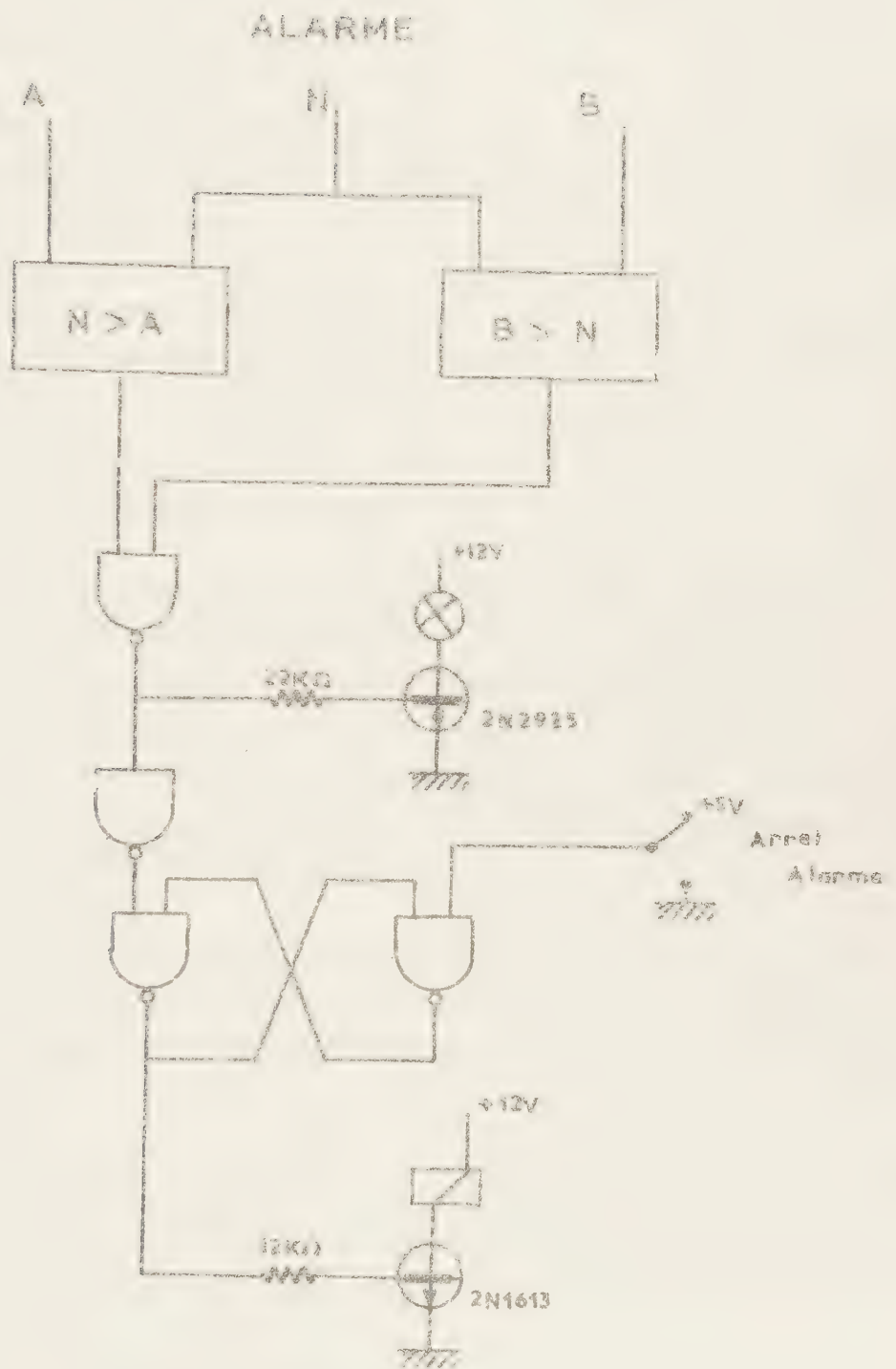


FIGURE N° 12



Alimentations.

Les alimentations sont représentées sur la figure 18. Le transformateur est construit avec entre enroulements un écran relié à la terre pour éviter au maximum les risques d'accident dus au secteur.

Nous avons disposé deux secondaires, le premier donne la haute-tension 160 V pour l'alimentation des tubes à affichage, après un redressement à une alternance et un filtrage énergique.

Le deuxième délivre une basse tension de 10 V, qui après redressement, filtrage et régulation [13] est ramenée à 5 V, tension nécessaire pour obtenir un bon fonctionnement de la logique intégrée.

d) Résultats obtenus

Nous avons essayé notre appareil à comptage numérique au Centre de Transfusion Sanguine de Nancy, où Monsieur le Professeur STREIFF et le Docteur GENETET ont bien voulu nous accueillir. L'appareil a surveillé des transfusions et des perfusions en donnant entière satisfaction aux infirmières. La longueur du fil entre la cellule de détection et l'appareil étant supérieure à 10 mètres, le contrôle se faisait de la pièce voisine, l'infirmière n'intervenait que lorsque cela était nécessaire.

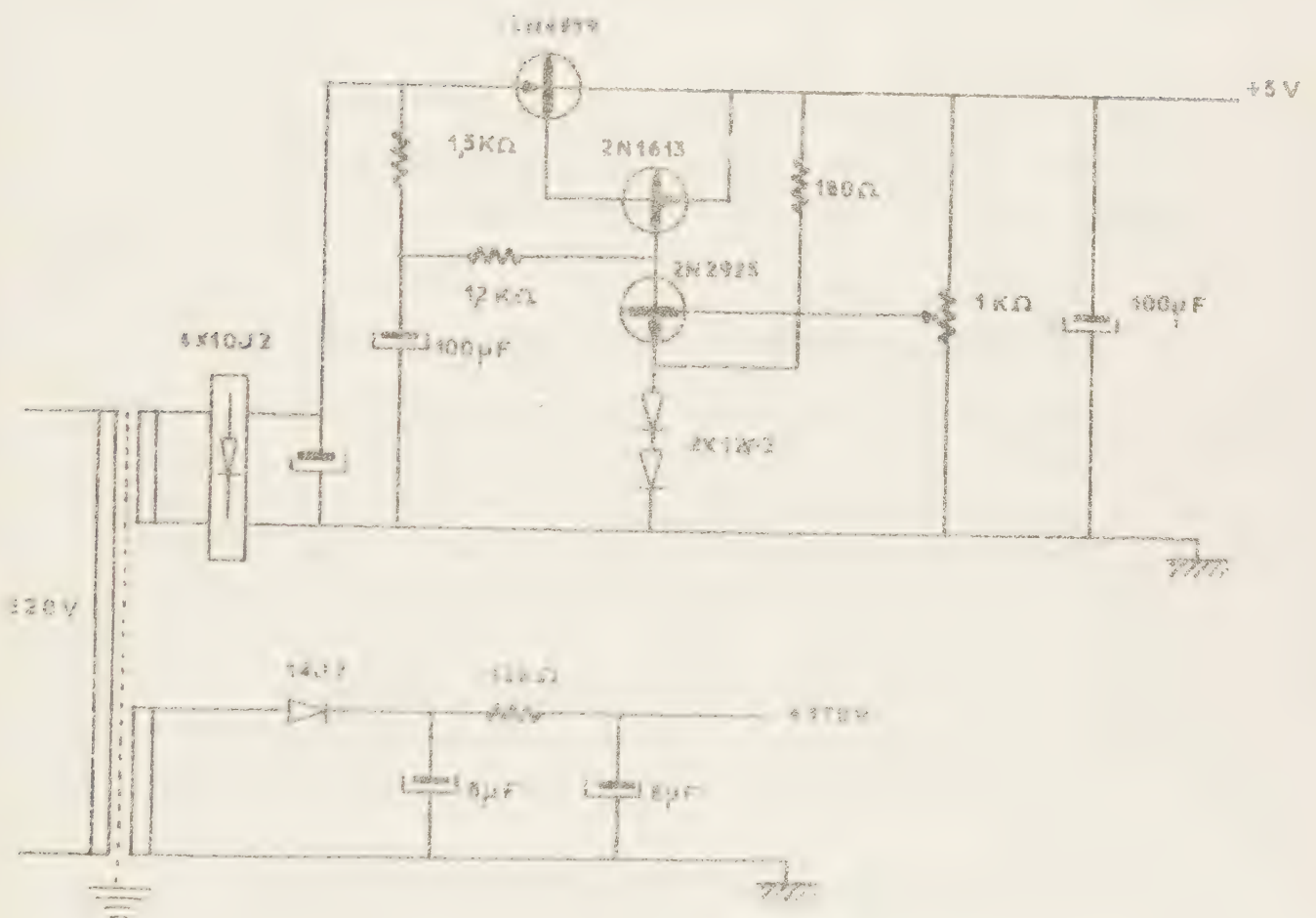
Nous avons réalisé la surveillance du débit des sondes urétérales, dans le service du Professeur BITTAPD à la Polyclinique de Gentilly. Un simple coup d'oeil à distance suffisait à l'infirmière pour s'assurer du bon fonctionnement de la sonde.

Malgré cela, les médecins et les infirmières utilisateurs nous ont demandé s'il ne serait pas possible de réguler le débit, les interventions près du malade n'ayant lieu que lors d'un incident grave (caillots ou retrait de l'aiguille).

C'est dans cet esprit de contrôle et de régulation que deux appareils ont été étudiés et réalisés à l'I.C.B.M., l'un analogique par mon collègue DIOU, l'autre digital par moi-même.

FIGURE N°18

ALIMENTATIONS



3°) Appareil analogique de contrôle utilisant l'intervalle de temps entre gouttes et de régulation (Mr. DIOU).

Les doublets, c'est à dire la chute de deux gouttes très rapprochées, actionnent intempestivement l'alarme, ceci a fait abandonner très rapidement le premier modèle analogique. Un entretien avec les médecins et les infirmières nous avait montré d'autre part la nécessité d'introduire un organe de régulation.

Dans un second appareil de Monsieur DIOU /15/, le temps séparant deux gouttes a été mesuré par l'intermédiaire de la charge d'une capacité (figure 19). Au passage de la goutte suivante, on compare la tension obtenue avec une tension affichée. La pince est actionnée selon le résultat de cette comparaison.

Le circuit d'alarme est constitué d'une monostable et d'une porte ET. Si, malgré la régulation, la goutte tombe après un temps trop important, un signal actionne la bascule BIS, qui, à son tour, commande le relais d'alarme.

4°) Appareil digital de contrôle par comptage . Régulation

Dans notre premier appareil de comptage digital, nous n'avions un changement d'affichage que toutes les unités de temps, à savoir : 30 s, 1 mn ou 2 mn. Dans notre deuxième appareil, nous avons affiché sur des tubes nixie et (ou) sur un voltmètre, le nombre de gouttes compris entre t et $t-T$ avec changement d'affichage toutes les $T/100$ secondes (avec $T = 30$ ou 60 ou 120 s).

Un entretien avec les médecins nous avait montré l'intérêt d'introduire une régulation automatique de débit et nous avons tenu compte de ce souhait en réalisant notre appareil de comptage digital.

a) Schéma synoptique - Principe de fonctionnement

Si nous voulons connaître, le nombre de gouttes qui se sont écoulées pendant un temps T avant l'instant de mesure, nous sommes obligés d'utiliser un élément de mémoire. Celui-ci est constitué d'un registre statique M.O.S. à décalage, d'une longueur de 100 bits.

Le fonctionnement de l'appareil est résumé sur la figure 20.

FIGURE N°19

SYNOPTIQUE

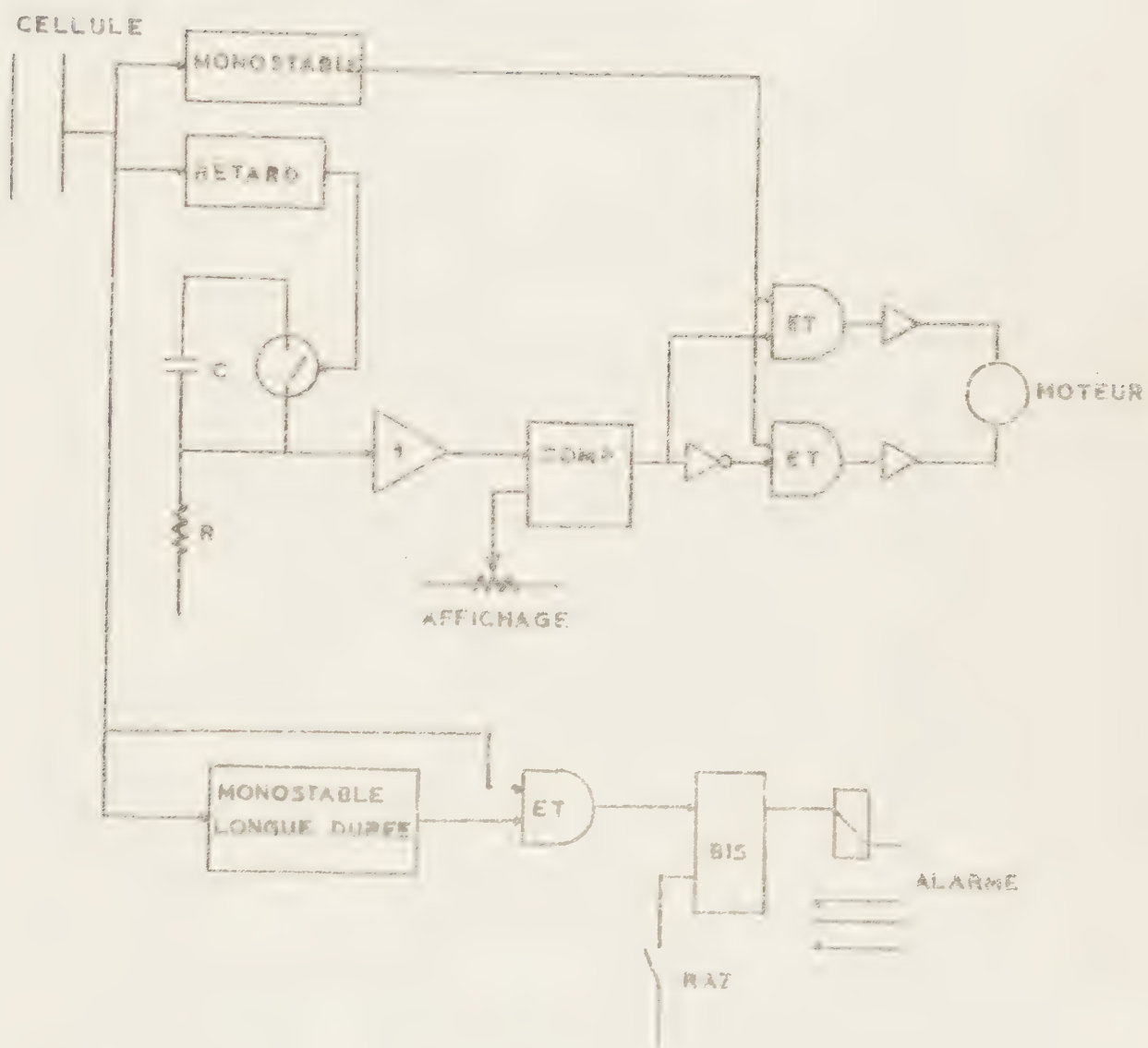
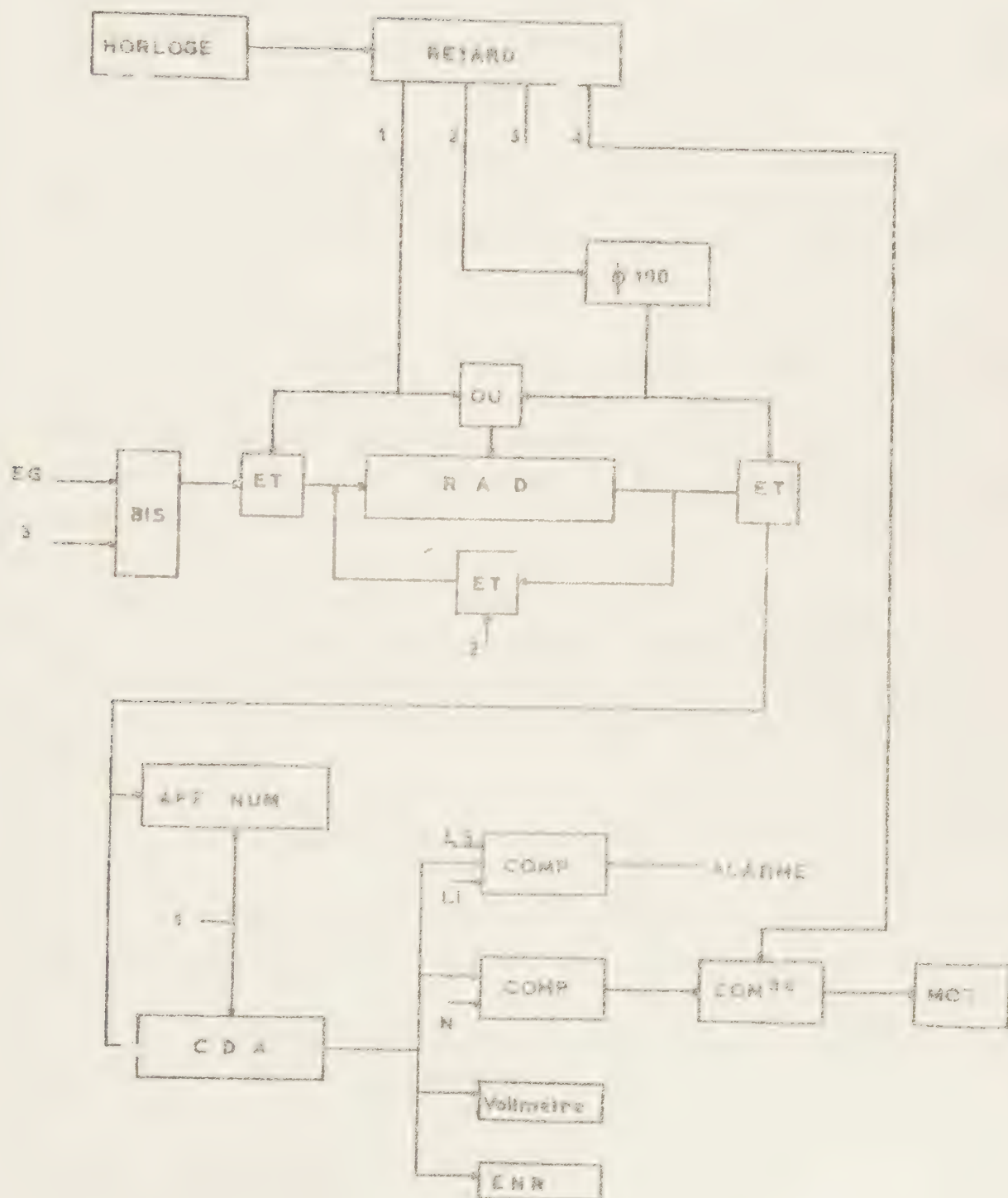


FIGURE N° 20

SCHEMA
SYNOPTIQUE



Nous disposons d'une horloge délivrant une impulsion toutes les T/100 secondes, à savoir : 0,2 s ; 0,6 s ou 1,2 s. A la sortie de la base de temps, nous avons placé un circuit retard qui nous fournit des impulsions décalées dans le temps. Ces impulsions ont les effets suivants :

L'impulsion 1 produit un décalage à droite non conservatif de registre à décalage (PAD), avec introduction de l'information goutte contenue dans la bascule BIS, ce signal est aussi utilisé pour remettre à zéro le compteur et le convertisseur digital analogique CDA.

L'impulsion 2 déclenche un générateur $\emptyset$ 100 et ouvre la porte de rebouclage de la sortie sur l'entrée. Nous opérons ainsi un décalage à droite conservatif de 100 positions. Ceci nous permet d'accéder au contenu de registre.

Nous disposons à la sortie du registre, toutes les T/100 secondes, d'un train d'impulsions, image du contenu de la mémoire. Ces impulsions sont, d'une part, comptées à l'aide de deux décades intégrées en vue d'un affichage numérique et, d'autre part, transformées par un convertisseur digital analogique en une tension continue.

Cette tension est dirigée sur :

- un comparateur d'alarme dont les limites supérieure LS et inférieure LI sont réglables séparément.

- un comparateur de valeur affichée en vue de la commande du moteur

- un voltmètre

- un enregistreur, si besoin est.

L'impulsion 3 remet à zéro la bascule BIS, permettant ainsi la mise en mémoire, entre deux tops d'horloge, d'une nouvelle goutte.

L'impulsion 4 déclenche la mise en rotation du moteur de régulation, selon le résultat de la comparaison

b) Description de l'appareil

L'appareil se décompose en 11 parties :

- l'Horloge
- l'organe de retard
- le générateur $\emptyset$ 100
- le registre-mémoire et ses éléments annexes
- l'affichage numérique
- le convertisseur digital analogique
- le comparateur
- la commande du moteur
- l'alarme
- la pince
- les alimentations

Nous allons analyser successivement chacune de ces parties;

c) Etude des circuits

L'Horloge

La longueur du registre mémoire 100 positions est d'une unité de temps T, 30 s ; 1 mn ou 2 mn, nous devons avoir un générateur nous délivrant des impulsions toutes les 0,3 sec., 0,6 sec, ou 1,2 sec. selon la gamme choisie.

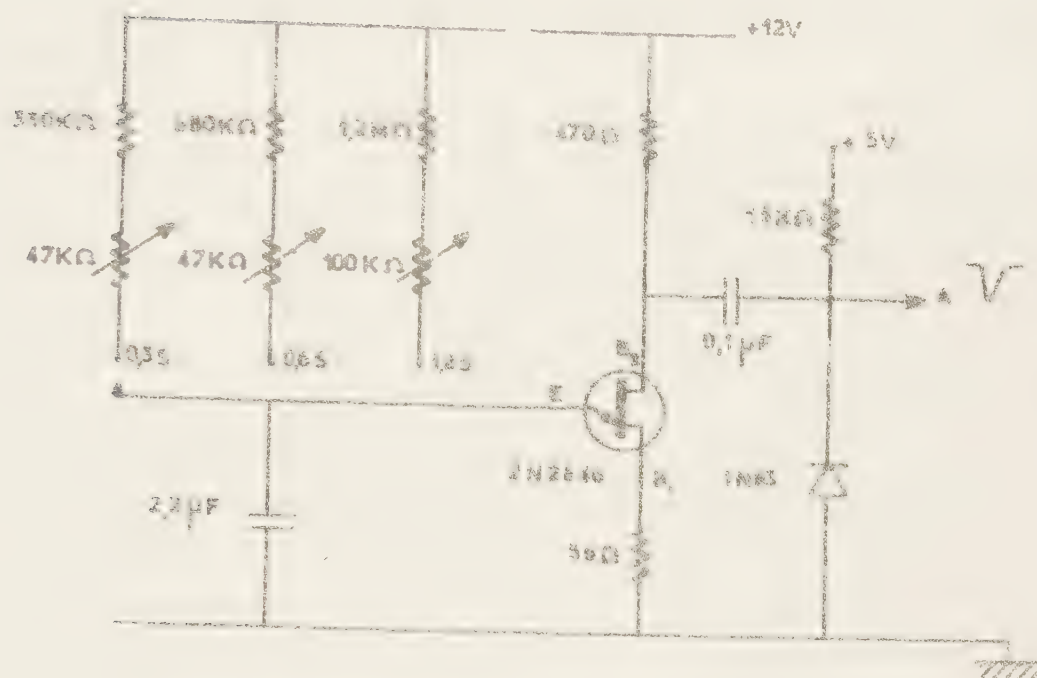
Le générateur de base que nous avons utilisé est un transistor unijonction, monté en oscillateur de relaxation (figure 21). Les trois temps de base sont obtenus par simple commutation d'une résistance. La précision d'un tel générateur est meilleure que le pour cent, ce qui est largement suffisant.

Nous prélevons sur la base B₂ l'impulsion négative. Par l'intermédiaire de l'ensemble condensateur (0,1 μ F), résistance (15K Ω) et diode (1N63), le signal est ramené à un niveau compatible avec la TTL.

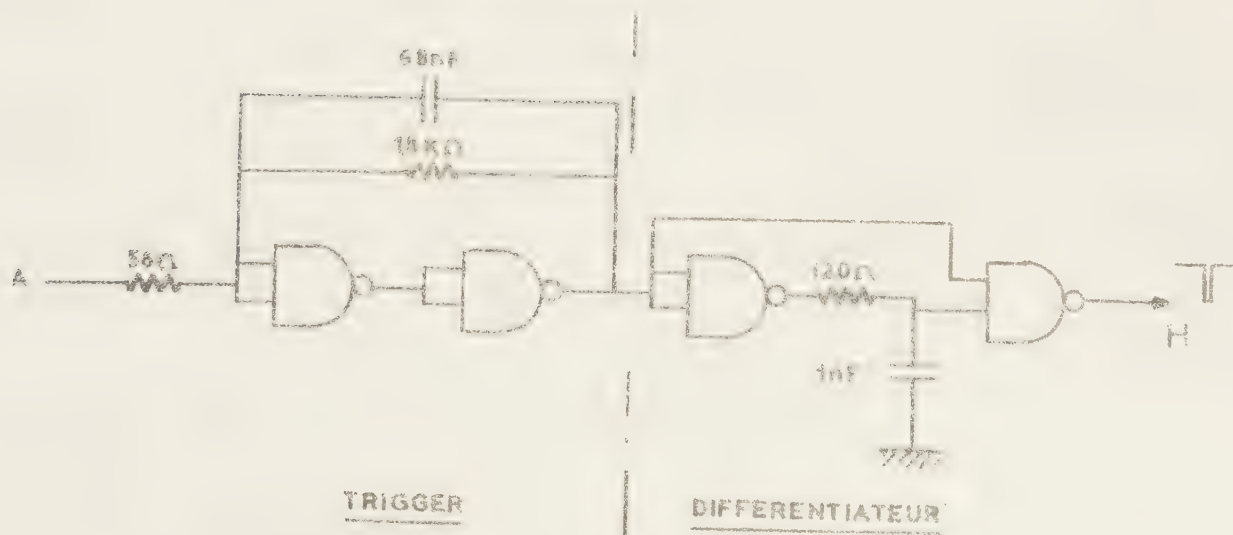
La mise en forme est le calibrage de cette impulsion sont réalisés par un trigger et un différentiateur [4] (figure 21). Nous obtenons ainsi une impulsion négative de largeur constante, avec des flancs de montée et de descente nets de toute oscillation parasite.

HORLOGE

GENERATEUR D'IMPULSIONS



MISE EN FORME



L'organe de retard

A chaque impulsion d'horloge, nous devons effectuer les opérations suivantes, par ordre chronologique (fig. 22)

1. Mise en position de décalage non conservatif, et ouverture de l'entrée goutte du registre (E)
2. Décalage à droite non conservatif d'une position ($\emptyset$).
3. Mise en position de décalage conservatif (bouclage de la sortie sur l'entrée) (R)
4. Mise à zéro des compteurs d'affichage (Z C)
5. Mise à zéro de la bascule tampon d'entrée des gouttes (Z C)
6. Mise à zéro du convertisseur digital analogique (Z CDA)
7. Démarrage du générateur $\emptyset_{100}$ et du système de régulation (DMR)

En outre, une remise à zéro manuelle (ZM) est prévue, elle doit réaliser

- la mise en décalage non conservatif
- la mise à zéro 4-5-6, le démarrage de $\emptyset_{100}$ et le blocage du système de régulation.

Fonctionnement.

L'impulsion 1 doit être produite soit par H soit par ZM, nous avons donc réalisé un OU à l'aide de deux fonctions NAND.

L'impulsion 2 est retardée de 4 μ S par l'utilisation de l'ensemble monostable (figure 23) différentiateur (figure 24). Elle est dirigée sur l'entrée horloge du registre.

L'impulsion 3 est retardée de 8 μ S par rapport à 2, toujours par l'utilisation du couple monostable différentiateur. Un temps de 8 μ S est largement suffisant pour permettre l'entrée de l'information dans le registre.

La mise à zéro des compteurs d'affichage (4) est obtenue par addition de ZM et l'impulsion (3) de mise en rebouclage.

Pour la remise à zéro (5) de la bascule d'entrée des gouttes, une inversion du signal précédent suffit.

La mise à zéro (6) de la capacité d'intégration du convertisseur digital analogique nécessite une impulsion relativement longue. Elle est obtenue à la sortie d'une monostable de 100 μ S.

Un différentiateur déclanche alors la mise en route de ϕ_{100} (7)

Etude d'une monostable.

Les monostables [14] que nous avons utilisées sont réalisées à l'aide de 2 portes NAND à deux entrées comme le montre la figure 23.

En l'absence de signal à l'entrée, la sortie est au niveau logique "1". Car une entrée de la porte 2 est reliée à la masse par l'intermédiaire de la résistance R de 390 Ω .

L'entrée étant au niveau "1", si nous mettons cette entrée à "0", la sortie de la fonction 1 passe de "0" à "1"; la capacité C, initialement non chargée, transmet une impulsion positive ayant pour effet de faire passer la sortie de la fonction 2, de l'état "1" à l'état "0". La rétroaction de la sortie sur l'autre entrée de la fonction 1 maintient sa sortie au niveau "1". La capacité C se charge, et le potentiel aux bornes de la résistance décroît. Il arrive un moment où la fonction 2 change d'état, la sortie passe alors de l'état "0" à l'état "1".

Si nous faisons passer l'entrée de la fonction 1 de "0" à "1", sa sortie décroît de "1" à "0". Cette variation n'ayant aucun effet sur la fonction 2.

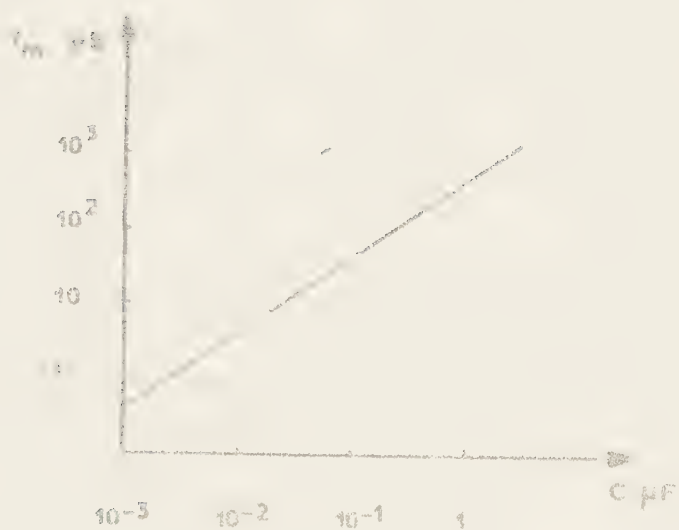
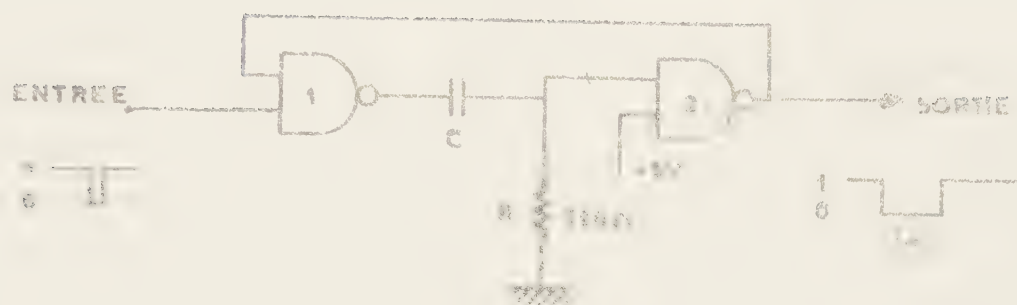
Nous voyons qu'à partir du moment où l'entrée est passée de "1" à "0", seul le circuit RC intervient. Par suite, la largeur de l'impulsion de sortie est indépendante de celle de l'entrée.

Outre l'usage que nous en avons fait, une monostable ainsi construite détecte un front de descente.

La courbe de la figure 23 représente la largeur de l'impulsion négative de sortie en fonction de la capacité C, ceci pour une résistance R de 390 Ω . [4]

FIGURE N° 23

MONOSTABLE



Etude d'un différentiateur.

Les différentiateurs que nous avons réalisés sont constitués de deux fonctions NAND à deux entrées. (figure 24)

Le différentiateur, contrairement à la monostable, détecte les fronts de montée. Nous allons le montrer.

Lorsque l'entrée est à "0", la sortie de la fonction 1 est à "1" ainsi que la sortie. La capacité C est chargée. Lorsque l'entrée passe au niveau "1", les entrées de la fonction 2 sont toutes les deux à "1" ; la première est reliée directement à l'entrée du système, la deuxième entrée est maintenue à "1" par l'effet mémoire du condensateur C. Celui-ci se décharge dans la résistance R, la sortie de la fonction 1 étant au niveau "0". Cette décharge se poursuivant, il arrive un moment où une entrée de la fonction 2 est au niveau "0", la sortie du système revient à l'état "1".

Une descente du signal d'entrée n'a aucun effet, une entrée au moins de la fonction 2 étant au niveau "0", la sortie ne varie pas.

Le générateur Φ_{100}

Pour avoir accès au contenu de registre-mémoire, nous opérons un décalage conservatif de 100 positions. Cette opération ne modifie en rien le contenu du registre. Pour obtenir ce décalage, nous bouclons la sortie du registre sur son entrée par l'impulsion R, puis nous envoyons sur l'entrée horloge 100 impulsions.

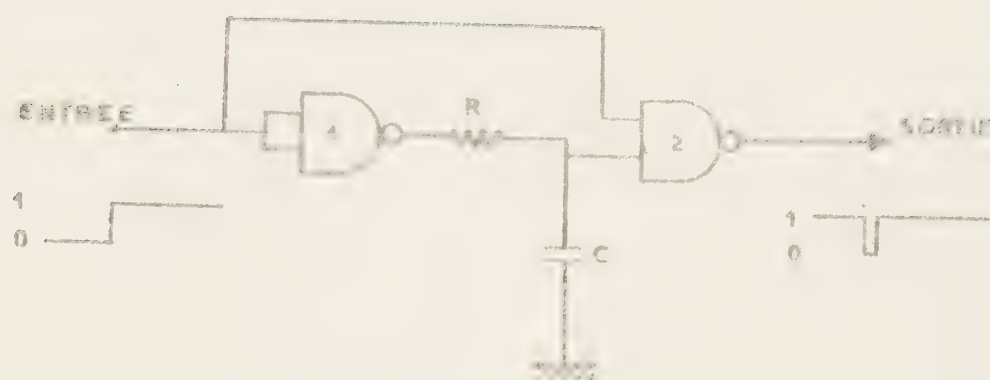
Le générateur Φ_{100} figure 25 est l'organe qui nous délivre, à chaque top d'horloge, un train de 100 impulsions. Voyons son fonctionnement.

L'élément constitutif de base est un oscillateur réalisé par bouclage de trois fonctions NAND. La fréquence d'oscillation d'environ 100 KHz est obtenue par la mise en parallèle sur deux fonctions de condensateurs de 6,8 nF.

L'impulsion négative DFR met à "1" la sortie de la bascule bistable, ce "1" débloquent la première fonction de l'oscillateur, celui-ci démarre

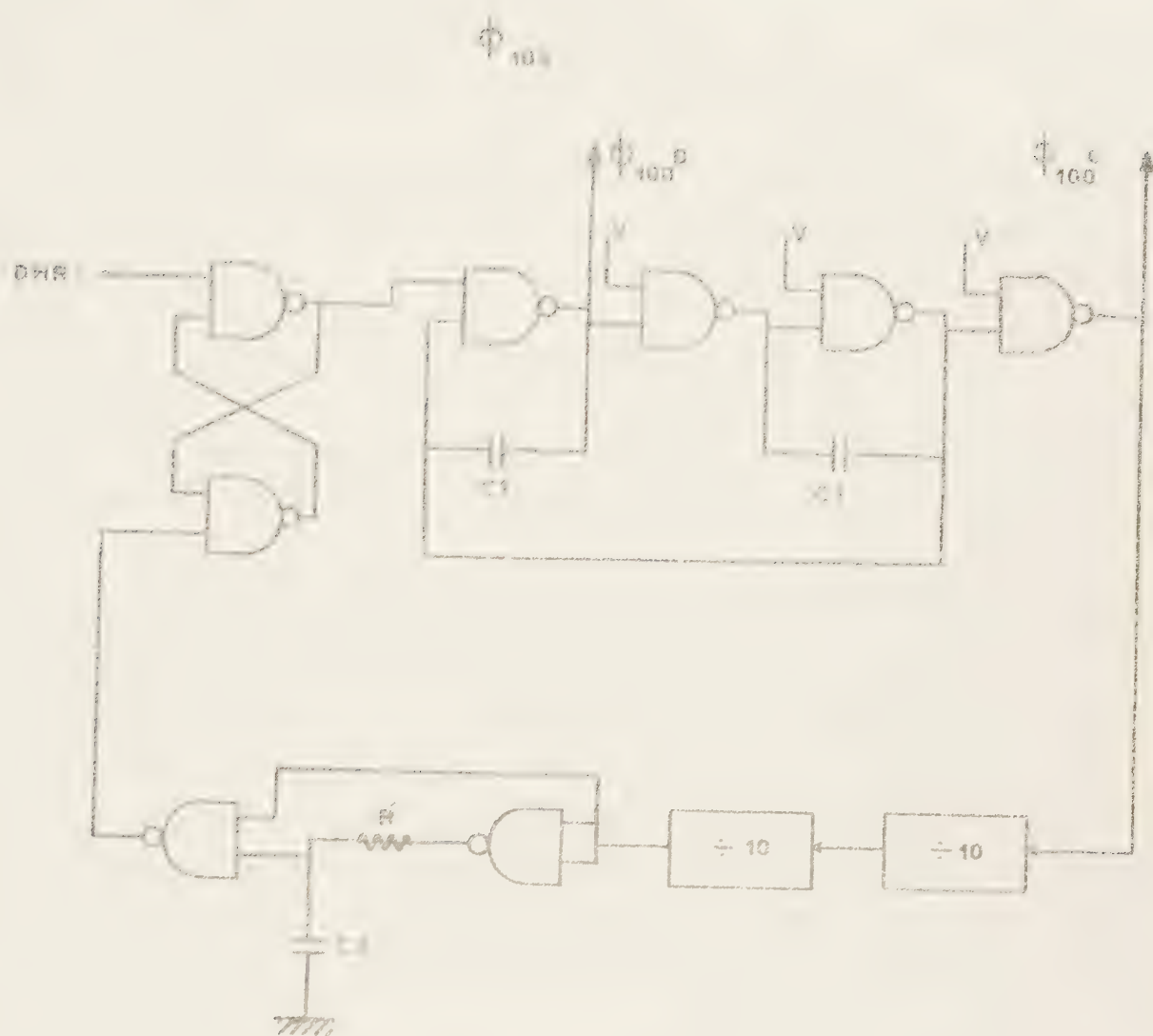
FIGURE N° 24

DIFFERENTIATEUR



$R = 120\Omega$
 $C = 3nF$

FIGURE 1P.25



$C1 = 6.8 \text{ nF}$
 $C2 = 1 \mu\text{F}$
 $R = 120 \Omega$
 $V = 5 \text{ Volts}$

aussitôt. La sortie de l'oscillateur est connectée à deux décades intégrées en cascade, réalisant ainsi un compteur par 100. Le front de montée du bit de plus fort poids de ce compteur est détecté par un différentiateur qui met à "zéro" la sortie de la bistable, bloquant ainsi l'oscillateur.

Les 100 impulsions de décalage sont obtenues en ϕ_{100}^D , la sortie ϕ_{100}^C légèrement déphasée par rapport à ϕ_{100}^D est utilisée pour le comptage du contenu du registre.

Le registre-mémoire et ses éléments annexes

La mémoire est constituée d'un registre statique MOS de 2fois 50 bits de longueur. Ce circuit est compatible avec la TTL. Il ne nécessite aucun interface.

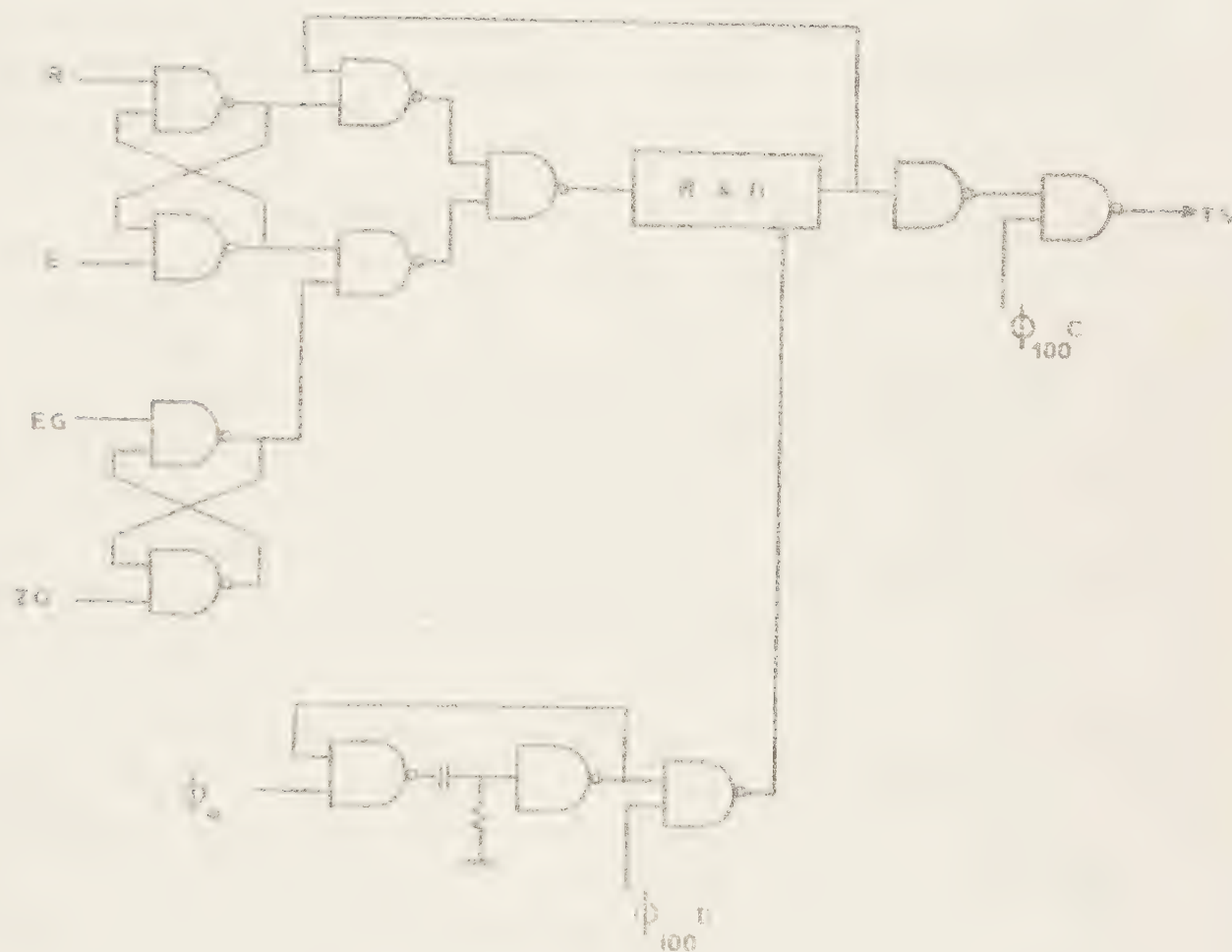
Pour permettre l'entrée de l'information goutte dans le registre à chaque top d'horloge, nous commençons par mettre en mémoire le signal envoyé par la cellule de détection (EG) (figure 26). Nous ouvrons ensuite la porte du registre, tout en fermant celle du recyclage. Nous obtenons ce résultat par l'intermédiaire d'une bascule bistable commandée par E. A ce moment là, l'impulsion ϕ_0 par l'intermédiaire d'une monostable, décale le contenu du registre d'une position vers la droite permettant ainsi l'entrée de l'information goutte. Cette opération terminée, l'impulsion R ouvre la porte permettant le recyclage. Le décalage conservatif de 100 positions s'opère à l'arrivée du train d'impulsions ϕ_{100}^D .

Pour connaître le contenu du registre sous forme d'impulsion, nous formons le produit sortie du registre par ϕ_{100}^C , légèrement décalé dans le temps par rapport à ϕ_{100}^D . Ceci dans le but d'avoir à la sortie du registre des niveaux stables. Nous obtenons un mot de 100 bits, représentant le contenu du registre.

L'affichage numérique.

Nous disposons à la sortie d'un mot d'une longueur de 100 bits. Pour connaître le nombre de gouttes, il suffit de compter combien de bits sont à "1". Un compteur par 100 constitué de deux décades intégrées est suffisant. Nous connectons ensuite directement aux sorties BCD de ces compteurs, les "decoder-driver" attaquant les tubes à affichages numériques.

REGISTRE MEMOIRE



La conversion digitale-analogique.

Nous aurions pu, comme dans l'appareil digital de contrôle, utiliser un système de comparaison numérique. Nous avons pensé qu'un système analogique serait nettement moins onéreux. Une conversion digitale analogique a donc été envisagée.

Nous avons essayé les réseaux en échelle avec alimentation, soit en tension, soit en courant. Dans ces deux cas, nous nous sommes heurtés au problème de la précision des résistances à utiliser, et au problème de la dérive en température. /15/

Nous avons étudié un type de convertisseur digital-analogique /16/ utilisant, non plus des mots du type parallèle, mais des mots du type série.

Nous disposons d'un train d'impulsions. Nous les mettons en forme, puis nous commandons un générateur de courant chargeant une capacité. Il apparaît aux bornes de la capacité une tension proportionnelle au nombre d'impulsions d'entrée.

La sortie du registre attaque (figure 27) un transistor 2N 708 fonctionnant en tout ou rien. Nous obtenons sur son collecteur des crêteaux de 12 volts d'amplitude et de 5 μ s de largeur environ.

Pour que la tension aux bornes de la capacité soit une fonction linéaire du nombre d'impulsions, nous devons fournir au condensateur une quantité d'électricité constante à chaque top. Ce qui revient à dire que la surface de l'impulsion, attaquant le transistor 2N 2905, monté en générateur de courant, doit être constante (figure 27).

Pour obtenir ce résultat, nous utilisons le circuit de la figure 28. Calculons sa fonction de transfert, en vue de connaître sa réponse à un crêteau.

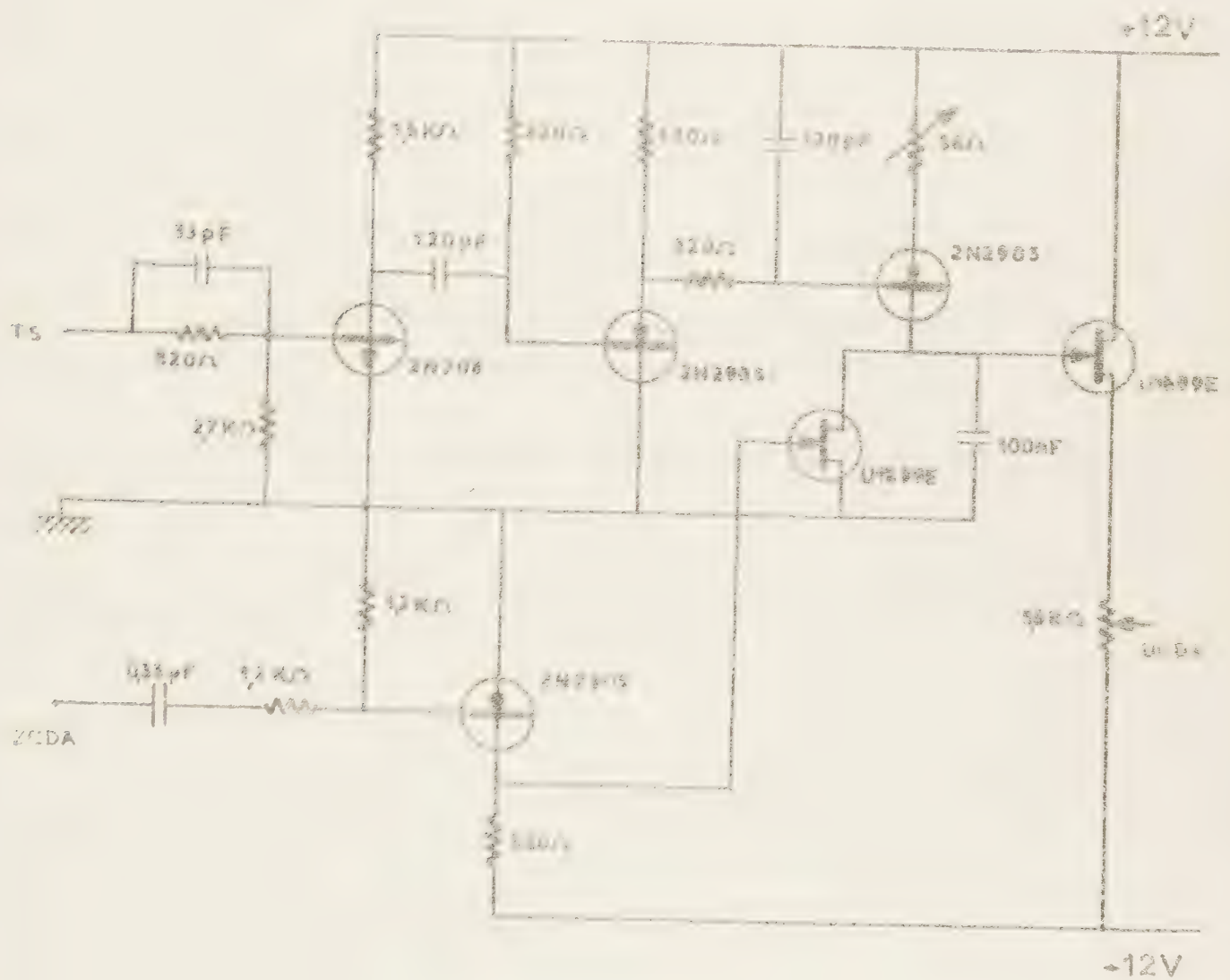
Nous avons :

$$\frac{v'_1}{v_1} = \frac{R}{R + \frac{1}{C_p}} = \frac{RC_p}{1 + RC_p}$$

et

$$\frac{v'_2}{v_2} = \frac{\frac{1}{C_p}}{R + \frac{1}{C_p}} = \frac{1}{1 + RC_p}$$

CONVERTISSEUR DIGITAL-ANALOGIQUE



Comme nous avons un amplificateur de gain unité (2N 2905 monté en collecteur commun figure 27)

$$v'_1 = v_2$$

La fonction de transfert globale s'écrit :

$$\frac{v'_2}{v_1} = \frac{RCp}{(1 + RCp)^2}$$

En posant : $\tau = RC$

$$\frac{v'_2}{v_1} = \frac{\tau p}{(1 + \tau p)^2}$$

Nous allons étudier la réponse de ce filtre lorsque son entrée est soumise à un signal d'amplitude E et de durée T (figure 28).

Pour faire cette étude, nous utilisons la transformée de Carson Laplace [17].

La transformée de Carson-Laplace du créneau d'entrée e(t) est obtenue en utilisant le théorème du retard [16].

$$L [e(t)] = E (1 - e^{-Tp}).$$

La réponse du filtre en fonction du temps est l'original de la fonction :

$$S(p) = E \frac{\tau p (1 - e^{-Tp})}{(1 + \tau p)^2}$$

Pour obtenir cet original, nous utilisons le théorème des résidus [16] selon la formule :

$$s(t) = L^{-1}[S(p)] = \sum_{i=0}^{\infty} \text{Res} \left[e^{pt} \frac{S(p)}{p}, p_i \right] \quad \text{pour } t > 0$$



Find the
output voltage V_o



Les p_i sont les pôles de la fonction $\frac{e^{pt} \cdot C(p)}{p}$

Les résidus d'une fonction se calculent en utilisant la formule :

$$\text{Res}(f, a) = \frac{1}{(n-1)!} \frac{d^{n-1}}{dz^{n-1}} \left[(z-a)^n f(z) \right]_{z=a}$$

Nous avons donc :

$$s(t) = L^{-1} S(p) = \text{Res} \left[E \frac{e^{pt} \cdot (1 - e^{-Tp})}{(1 + \tau p)^2}, -\frac{1}{\tau} \right]$$

$$s(t) = \frac{1}{1!} \frac{d}{dp} \left[E \tau (1 - e^{-Tp}) e^{pt} \right]_{p = -\frac{1}{\tau}}$$

$$= E\tau \left[t e^{pt} + 2t T p e^{-Tp^2 t} \right]_{p = -\frac{1}{\tau}}$$

$$= E\tau \left[t e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{2tT}{\tau} e^{-\frac{Tt}{\tau^2}} \right]$$

$$s(t) = E \cdot t e^{-\frac{t}{\tau}} \left[1 - 2 \frac{T}{\tau} e^{-\frac{Tt}{\tau^2}} \right]$$

Nous voyons dans cette expression que l'amplitude E du signal intervient directement ; or cette amplitude n'est autre que la tension d'alimentation du montage. Une alimentation régulée remplira la condition E constant.

Cherchons maintenant l'influence de la largeur de l'impulsion T . A cet effet, nous allons faire une application numérique.

La fréquence de l'oscillateur étant d'environ 100 KHz, T est voisin de 5 μ S. Nous avons, d'autre part $R = 820 \Omega$ et $C = 120$ pF, ce qui correspond à $\tau \approx 10^{-7}$

Le terme $2T e^{-\frac{Tt}{\tau^2}}$ est égal à :

$$= 10^{-7} - 2 \cdot 5 \cdot 10^{-6} e^{-\frac{5 \cdot 10^{-6}}{10^{-7}}}$$

$$= 10^{-6} (0,1 - 10 e^{-50})$$

Ce calcul montre que l'influence de T peut être considérée comme absolument négligeable, dans notre cas.

Si $T = 7 \tau$, la précision est voisine du pour cent, en effet,

$$\frac{0,1}{100} = 10 e^{-x} \quad = \quad x = 2,3 \log 10^4 \approx 9.$$

Par ce procédé, nous envoyons sur la capacité d'intégration de 100 nF une quantité d'électricité identique à chaque impulsion. Pour obtenir une tension de sortie compatible avec le reste du montage, nous réglons la quantité d'électricité en agissant sur la résistance variable de 56 Ω (figure 27). La lecture de la tension continue est faite par un transistor à effet de champ, monté en drain commun, suivi d'un amplificateur opérationnel $\mu A 709$ (figure 29) utilisé avec un gain positif voisin de 1 [15].

Le zéro du convertisseur est réglé par le potentiomètre de 5,6 K Ω placé dans la source du FET.

La remise à "zéro" du condensateur de 100 nF se fait à chaque cycle par l'impulsion. ZCDA, rendant conducteur un transistor FET, monté en interrupteur

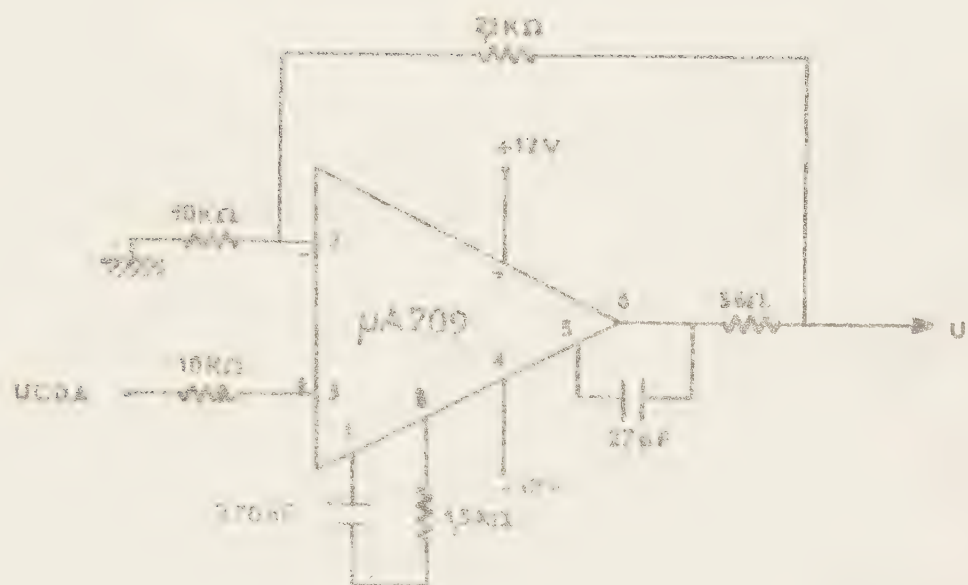
La précision et la linéarité de ce convertisseur digital analogique utilisant des mots du type série sont meilleurs que le pour cent. En outre la capacité mémoire perd 1% de sa charge en 5 minutes, rendant ce dispositif utilisable à des fréquences encore plus basses que celles utilisées ici (comprises entre 1 et 3 Hz).

Le comparateur.

Nous disposons maintenant d'une tension U continue représentant le nombre de gouttes N qui sont passées dans une période de temps T. Pour qu'il y ait régulation, il faut comparer U à une valeur choisie U_0 c'est à dire N à une valeur choisie N_0 , puis ensuite agir sur le débit.

Soit une perfusion (transfusion) à 60 gouttes par minute, nous avons considéré comme acceptable un débit de 58 à 62 gouttes par minute.

FIGURE N° 29



De ce fait, si le débit reste compris dans cette fourchette, la régulation n'agit pas. Toutefois, si le débit a tendance à augmenter lors du passage par 60, nous actionnons le moteur en fermeture de pince, de même, s'il diminue nous ouvrons la pince.

Pour toutes les comparaisons, nous avons utilisé un amplificateur opérationnel A 709 monté en comparateur, comme l'indique la figure 30 /E//E/.

D'une façon générale, lorsque le débit est à plus ou moins deux gouttes du débit affiché, la régulation n'intervient pas. Nous affichons à l'aide d'un seul bouton les trois valeurs de débit (N-2, N, N+2)

Nous utilisons, à cet effet, deux potentiomètres montés sur le même axe, chacun d'eux étant utilisé en résistance variable. Nous réalisons le montage de la figure 31, qui se décompose comme suit :

- une résistance variable $(1 - k) R$.
- deux résistances fixes r
- une résistance variable kR .

De cette façon, la résistance totale de l'ensemble ne varie pas. Les tensions en A, B et C sont respectivement :

$$\text{en A} \quad V - \varepsilon = \frac{(1 - k)E}{R + 2r} E$$

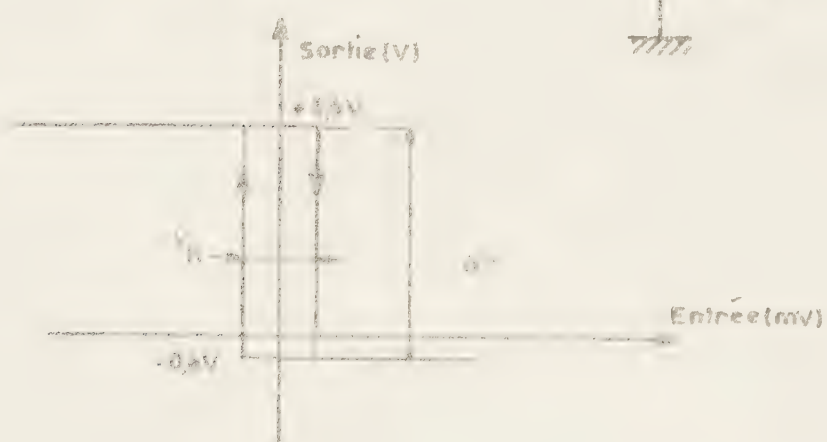
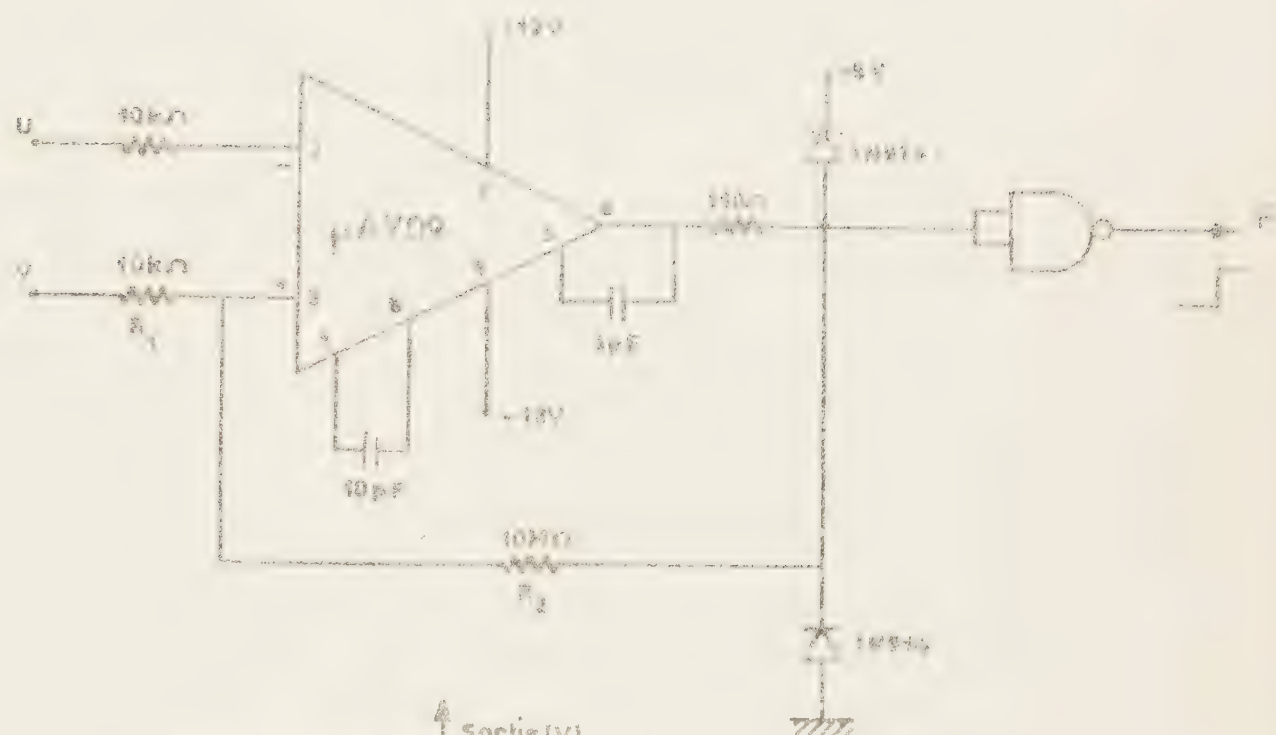
$$\text{en B} \quad V = \frac{(1 - k)R + r}{R + 2r} E$$

$$\text{en C} \quad V + \varepsilon = \frac{(1 - k) R + 2r}{R + 2r} E$$

Si $R \gg r$, nous obtenons trois tensions voisines qui varient ensemble en conservant entre elles une différence constante.

$$\varepsilon = \frac{r E}{R + 2r}$$

Dans notre montage, nous avons pris $R = 1 \text{ K}\Omega$, $r = 22\Omega$ et $E = 5V$, nous obtenons ainsi un ε de 2 gouttes.



$$V_0 = 47 \cdot \frac{R_2}{R_1} = 5mV$$

AFFICHAGE



$$R = 100 \Omega$$

$$V = 2.2 V$$

La détection de passage par le débit moyen s'obtient en utilisant un comparateur (figure 30) dont les tensions d'entrées sont V affichée et la tension de sortie U du convertisseur digital-analogique. Ce comparateur suivi d'une porte NAND, montée en inverseur, nous délivre un "zéro" lorsque U est inférieur à V et "1" dans le cas contraire. Ce signal P attaque le circuit de commande du moteur représenté figure 32. Ce dispositif conserve en mémoire la valeur P du comparateur et nous permet de commander le moteur en fermeture F si P passe de 0 à 1 et en ouverture O dans le cas contraire.

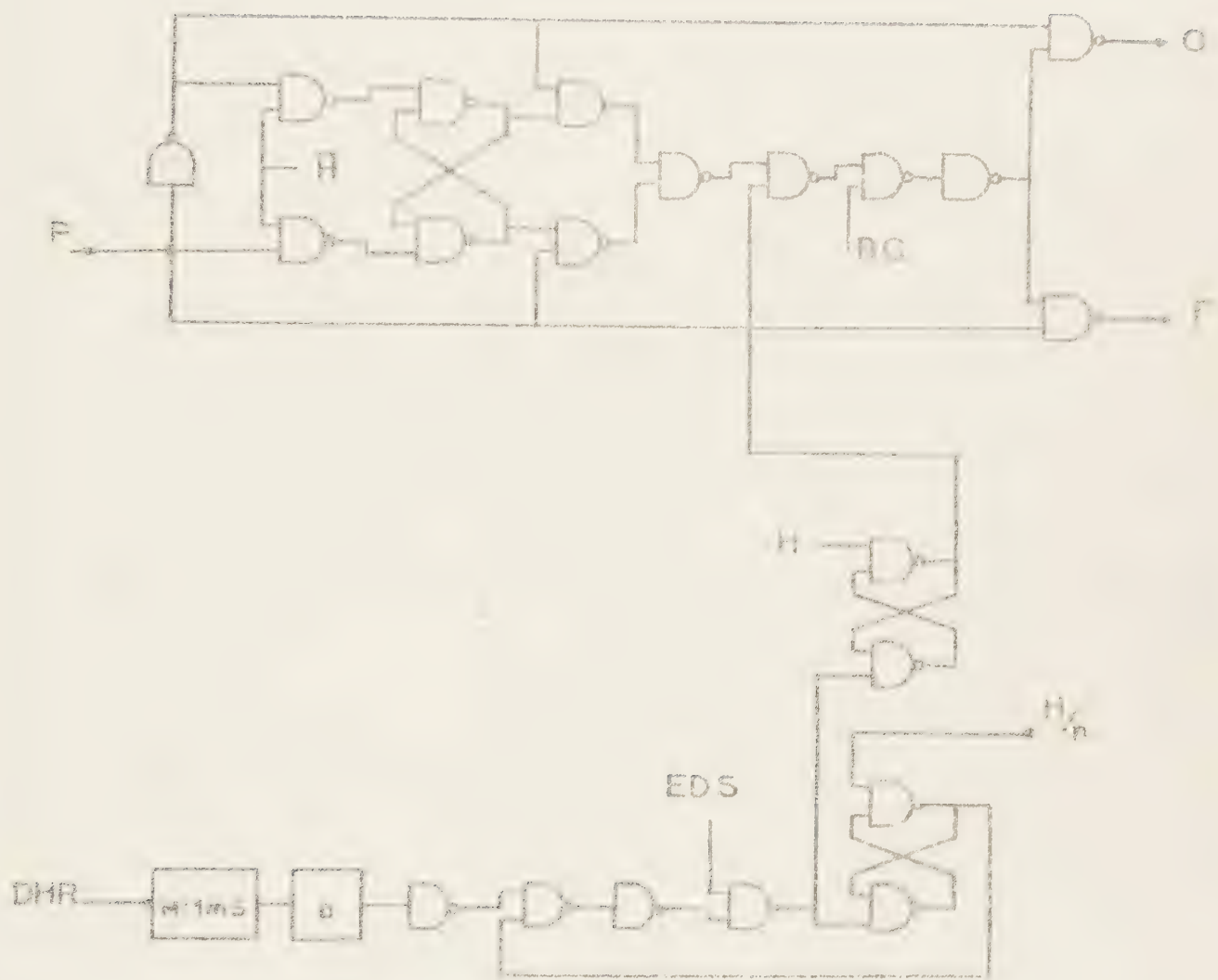
La durée de cette commande est égale à une période d'horloge, c'est à dire : 300 mS, 500 mS, ou 1,2 seconde.

Lorsque le débit sort de la fourchette, le double comparateur (figure 33) passe de "0" à "1", nous devons corriger la position de la pince. Le sens de cette correction est déterminé par le comparateur d'après le sens du passage par la valeur affichée (figure 30).

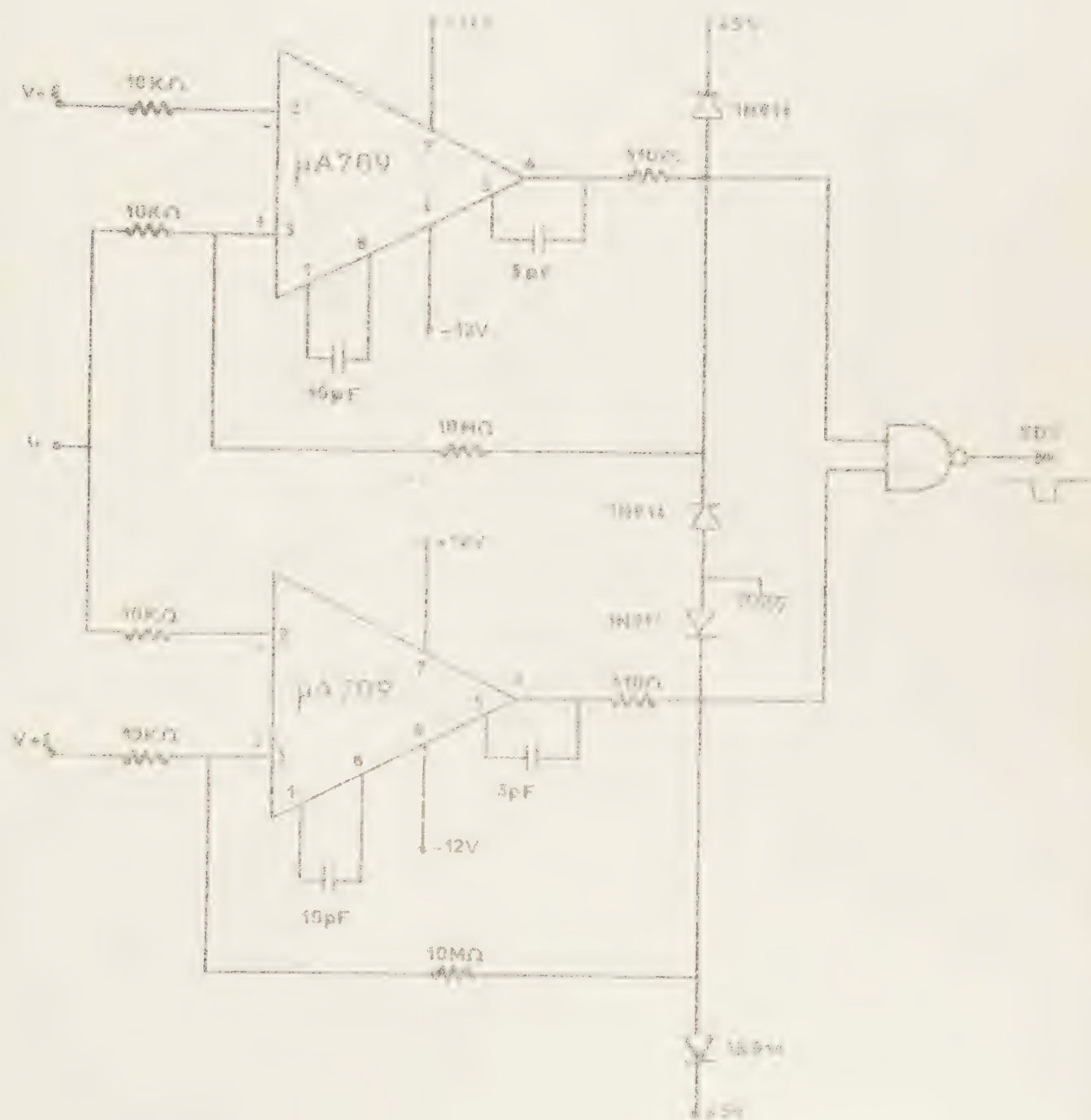
Si, à ce moment là, nous actionnons le moteur à chaque top d'horloge, nous allons avoir très rapidement divergence, le registre mémoire jouant le rôle d'un retard pur dans la boucle de régulation. C'est dans ce but que nous avons interposé le diviseur par n (figure 34) utilisant un UJT. La capacité d'émetteur de l'U.J.T. est chargée par l'intermédiaire d'un générateur de courant commandé par une monostable. Lorsque la tension de pic est atteinte, nous recueillons sur la base B_2 une impulsion négative, commandant par l'intermédiaire d'une bascule bistable le passage d'une impulsion d'horloge. Ce signal intervient alors sur la chaîne de commande du moteur. Pour empêcher le fonctionnement de ce diviseur lorsque le débit est dans la fourchette, la capacité d'émetteur de l'UJT est maintenue à zéro par le transistor T_3 commandé par le double comparateur de fourchette (figure 33).

D'autre part, pour permettre un remplissage complet du registre mémoire, nous bloquons le système de régulation pendant deux minutes à chaque remise à zéro. Ce temps est obtenu par la monostable à transistor unijonction (figure 35). Lors d'une remise à zéro, une bascule bistable maintient bloqué le transistor 2N 708 permettant ainsi la charge de la capacité de 470 μ F. L'impulsion recueillie sur la base B_2 change l'état de la bistable ce qui, d'une part sature le transistor 2N 708 empêchant ainsi un nouveau cycle, et d'autre part laisse le passage aux impulsions de commande du moteur (figure 32).

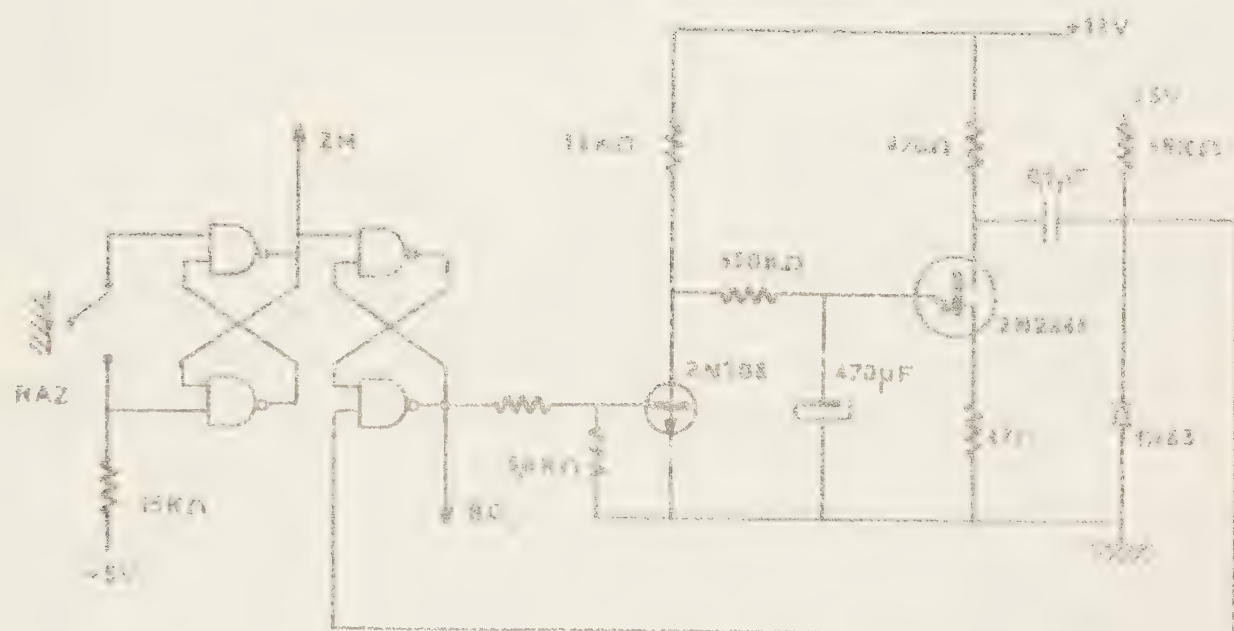
FIGURE N°32



- P : PASSAGE PAR LA VALEUR AFFICHEE
- O : OUVERTURE
- F : FERMETURE
- EDS : EN DEHORS DU SEUIL
- BC : BLOCAGE DE LA COMMANDE



MONOSTABLE 2 MN



ZM : ZERO MANUEL

BC : BLOCAGE DE LA COMMANDE

L'ensemble moteur-réducteur le plus pratique et le moins onéreux que nous avons trouvé sur le marché, est un moto-réducteur synchrone, deux sens de marche, 2 tours minute, 115 volts fabriqué par Sapmi. La commande (figure 36) que nous avons choisie est une commande électronique utilisant des thyristors [19], (un pour chaque sens de rotation). Ceux-ci sont montés dans un pont de diode contrôlant le courant continu et par la même, le courant alternatif du moteur. La gachette du thyristor est commandée par un ensemble transistor unijonction transformateur de sortie BF. La fréquence des impulsions de commande est de l'ordre du KHz. De cette façon, nous obtenons les mêmes effets qu'une commande par relais.

L'alarme.

Il se peut qu'au cours d'une perfusion ou d'une transfusion l'aiguille se bouche ou sorte de la veine du patient. Dans ces cas là, la régulation n'a pas le temps d'intervenir et ne peut pas contrer une telle variation de débit. Nous profitons de ce temps de réponse pour actionner une alarme.

Les circuits d'alarme comprennent un double comparateur du même type que celui de la figure 33, mais dans lequel les tensions $V - \epsilon$ et $V + \epsilon$ sont remplacées par deux tensions LI (limite inférieure) et LS (limite supérieure), réglables séparément en début de perfusion. Elles sont choisies, par exemple, à plus ou moins dix gouttes par minute du débit souhaité.

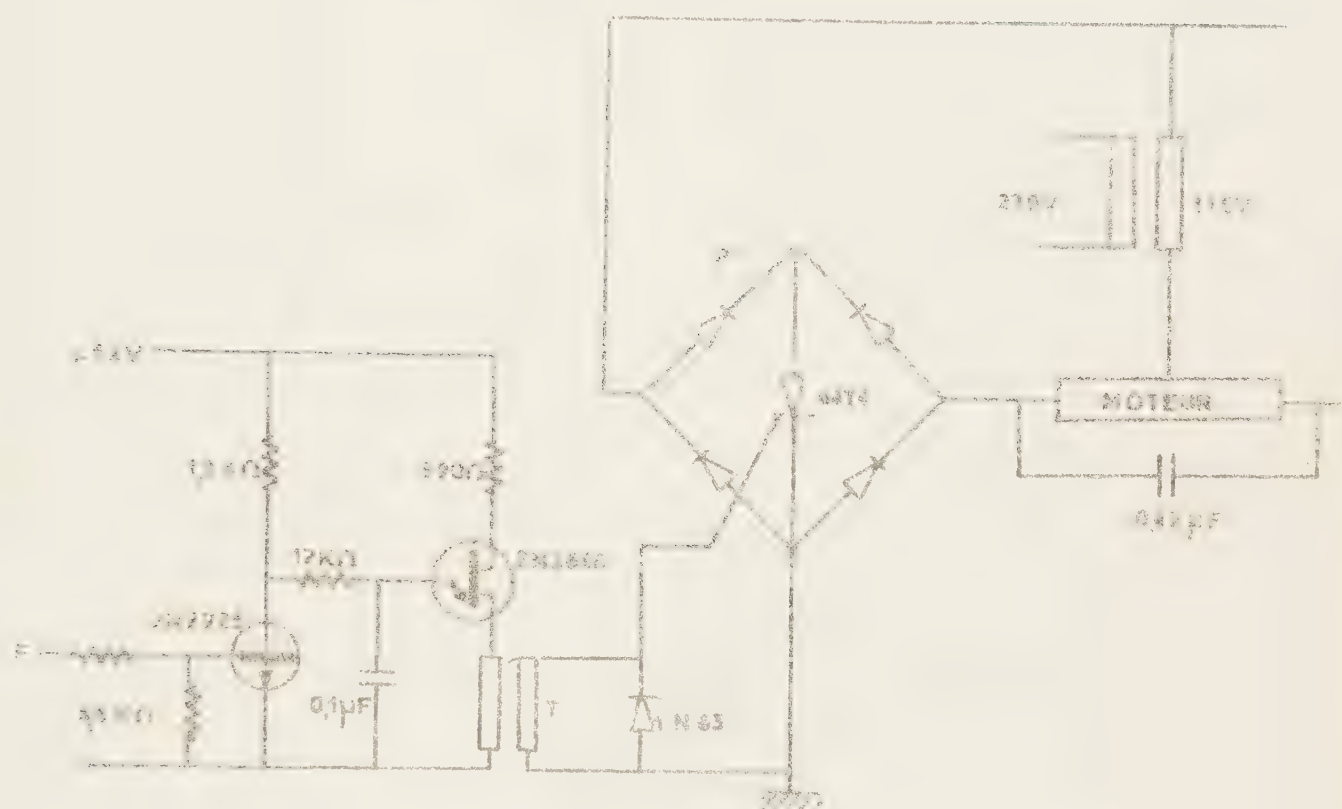
L'alarme proprement dite comporte deux voyants lumineux sur la face avant de l'appareil indiquant si le débit est trop lent ou trop rapide, et un relais pouvant commander une sonnerie ou autre alarme.

Etude de la pince.

Les systèmes permettant de contrôler le débit d'une perfusion ou d'une transfusion (coin en aluminium ou molette sur un plan incliné, figure 37), ne peuvent actuellement faire l'objet que d'une commande manuelle.

Nous proposons un autre type de pince permettant à volonté soit une commande manuelle (départ de la transfusion) soit une commande automatique.

COMMANDE MOTEUR FERMETURE



T : JALOUX 1855 V

P : PONT SEMINRON BSK 8230 C 900

FIGURE N°37



1



2

L'ensemble que nous avons réalisé (figure 38) comprend à la fois le système optique de détection avec les amplificateurs, et le groupe moteur-réducteur-pince.

Le moteur pousse une tige fileté V, traversant une molette M, qui comprime plus ou moins le tuyau en aval de l'ampoule de dégazage par l'intermédiaire d'un piston P.

Ce système permet la mise en place rapide de l'ampoule de dégazage dans son logement pour la détection, et du tuyau dans la pince. Le piston P est rappelé par un ressort, libérant le logement du tuyau, un ajustage grossier du débit se fait manuellement par action sur la molette M.

Pour relever la courbe de contrôle de la pince, nous l'avons connectée sur l'appareil en omettant le système de régulation. La commande du moteur s'est faite par l'intermédiaire d'un générateur d'impulsions délivrant des signaux de 100 mS de durée, avec une période de répétition suffisamment longue (2 minutes) pour avoir une stabilisation du système.

Nous avons obtenu trois courbes qui ont été résumées sur la figure 39. Ces courbes sont tracées en coordonnées semi-logarithmiques, avec en ordonnées le nombre de gouttes par minute, et en abscisses, 1 cm représente 2 minutes et 4 impulsions d'ouverture de 100 mS.

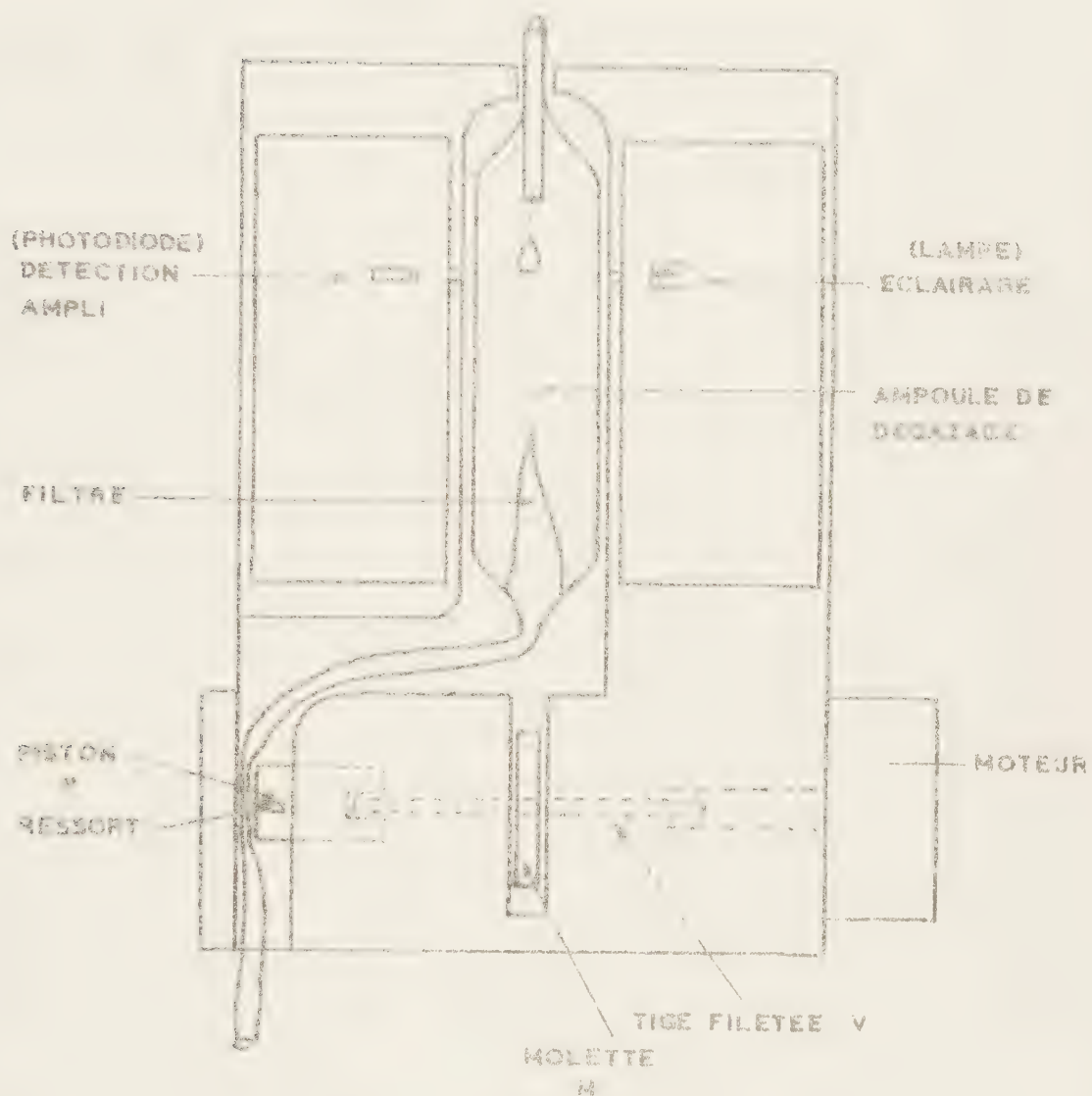
Un tel tracé nous montre qu'une action sur la pince de durée constante nous donne une variation relative constante $\left| \frac{\Delta n}{n} \sim 25\% \right|$ du nombre de gouttes par minute.

Alimentations.

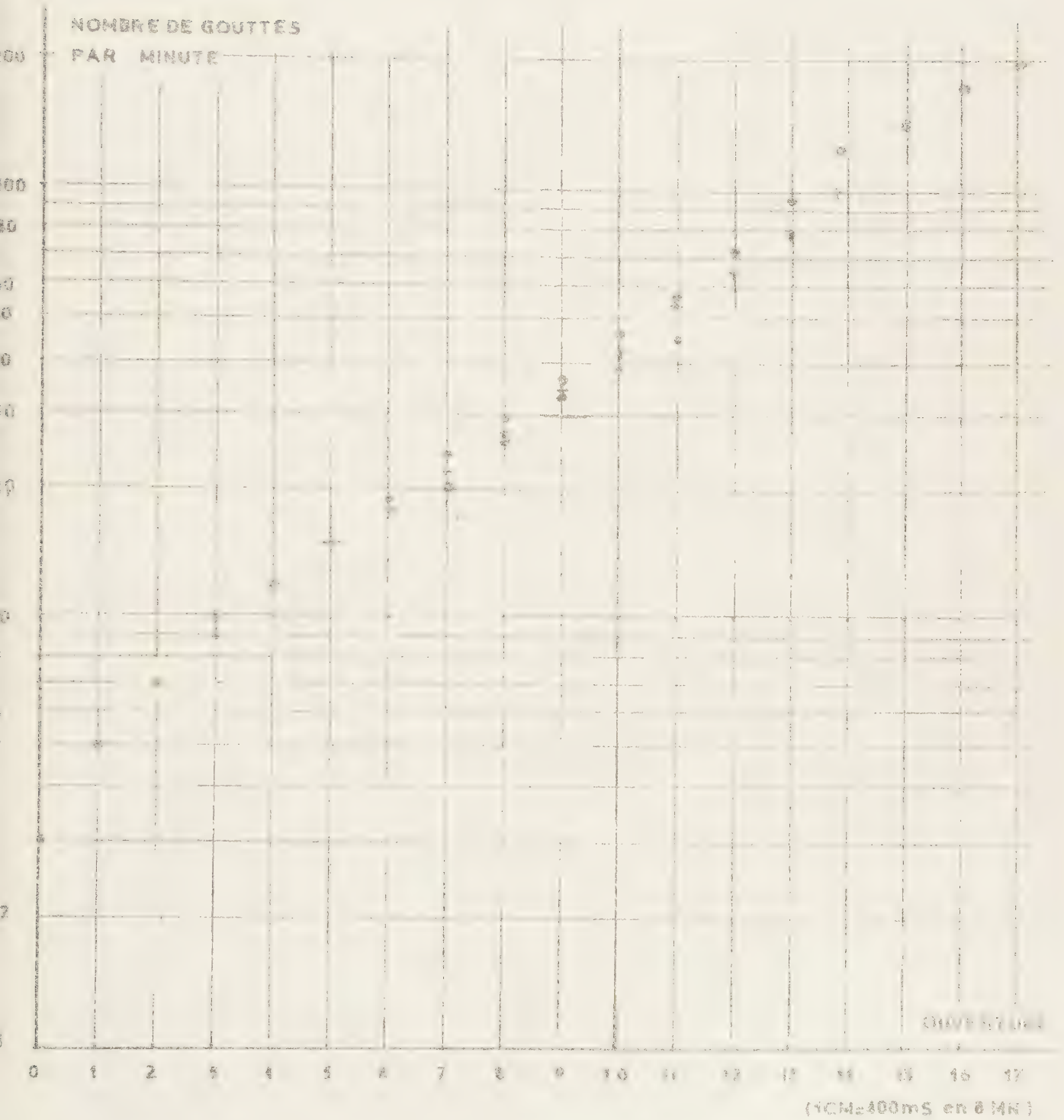
L'utilisation de circuits intégrés linéaires, de circuits intégrés digitaux, et de tubes à affichage numérique, nous a conduit à construire quatre alimentations différentes (figure 40).

Les alimentations basses tensions ont été réalisées en utilisant des circuits intégrés linéaires [20] (SEC 230C SESCO) réunissant les fonctions de référence, d'amplificateur d'erreur et de limitation d'intensité en court-circuit. La puissance nécessaire est obtenue par addition d'éléments discrets

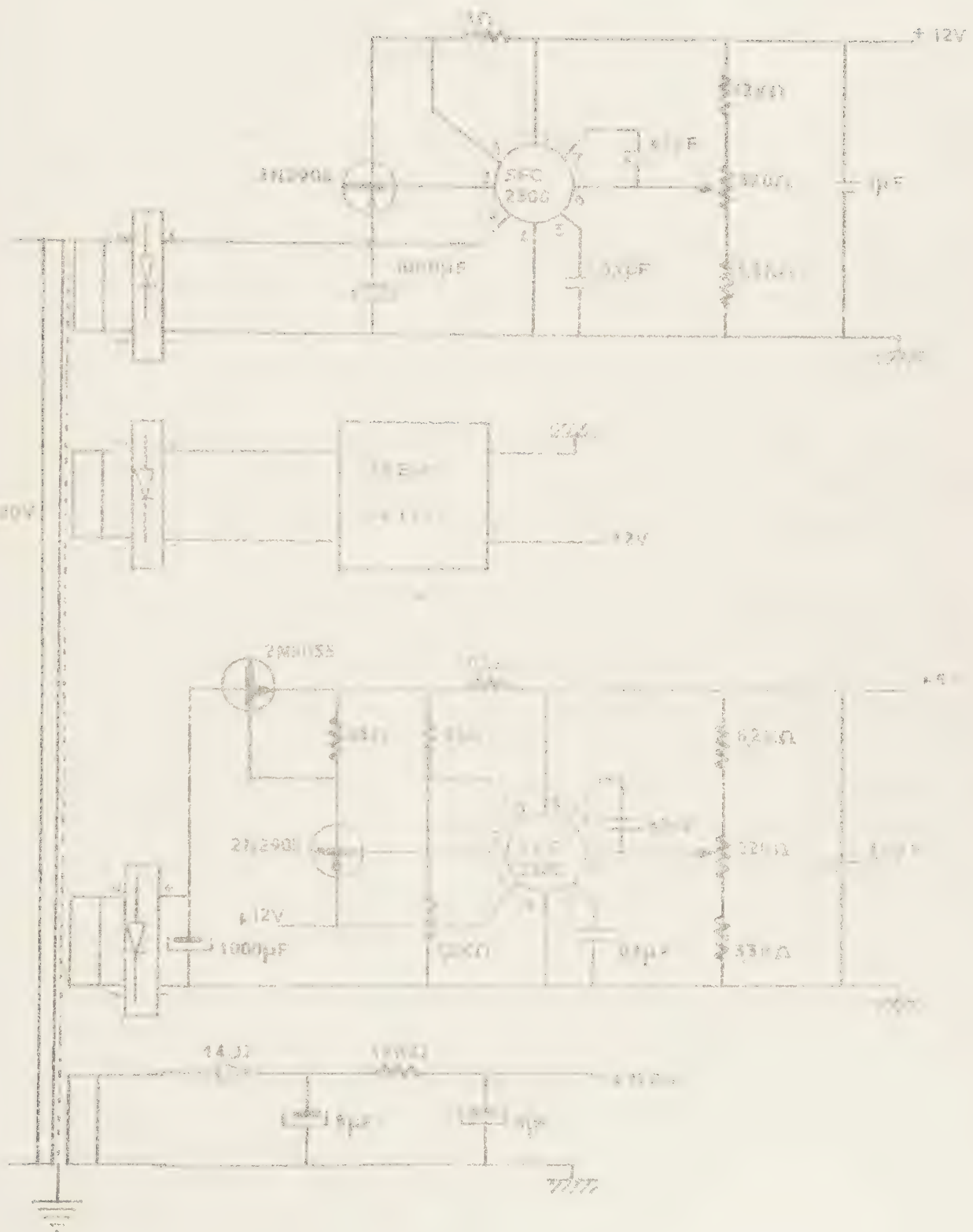
CELLULE - PINCE



COURBE DE CONTROLE



ALIMENTATION 2



acceptant des courants plus importants.

La haute tension + 170 V nécessaire aux tubes indicateurs numériques est obtenue par un redressement simple alternance, suivi d'un filtrage énergétique (filtre en π).

d) Essais de laboratoire

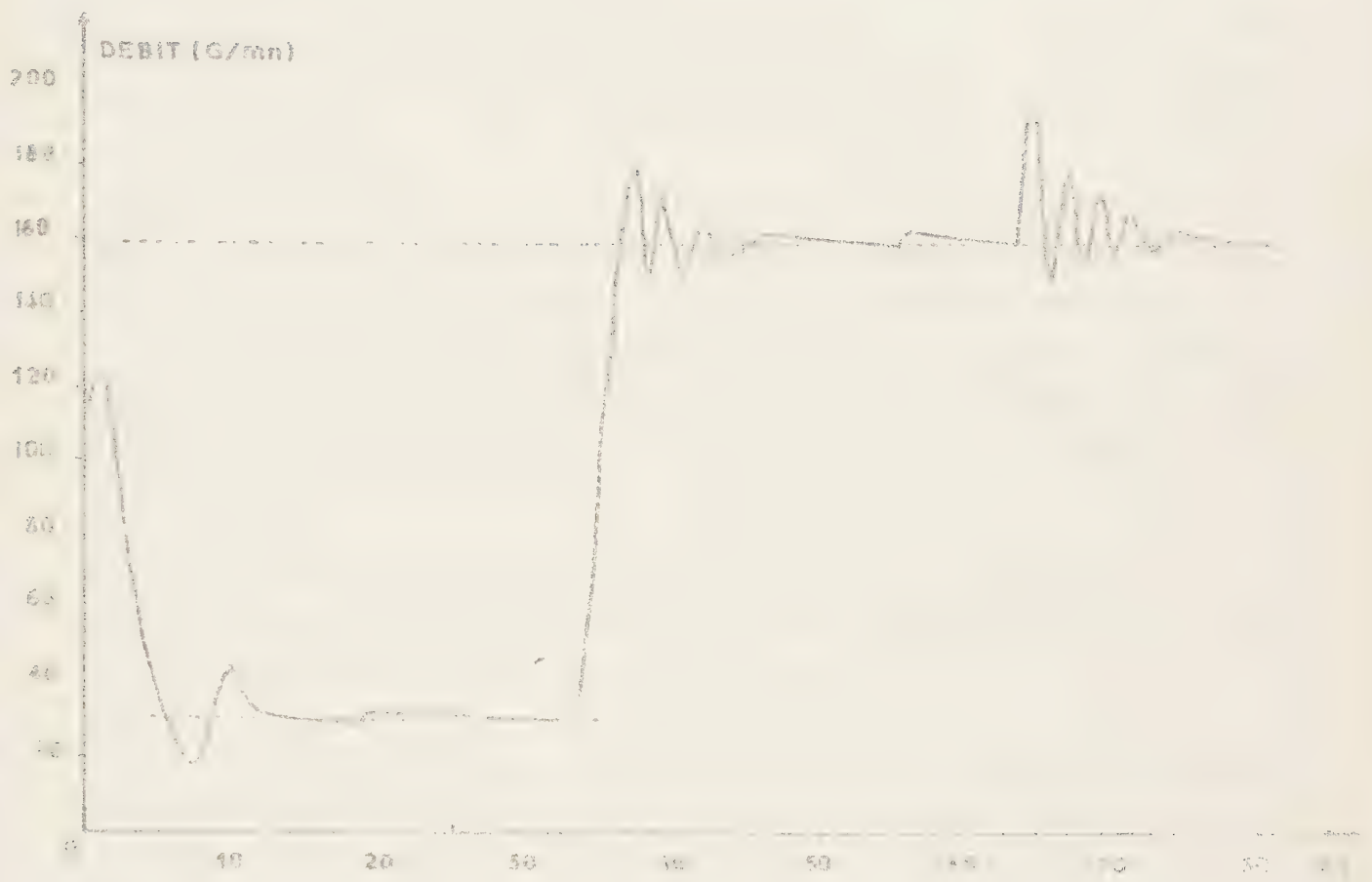
Avant d'opérer les essais cliniques, nous avons fait un certain nombre d'essais en laboratoire.

Il nous fallait, comme nous l'avons vu ci-dessus, régler le gain de notre système asservi. C'est-à-dire, ajuster le nombre n de la division H/n , cette valeur détermine en effet la fréquence des interventions du moteur sur la pince, lorsque le débit se trouve hors de la fourchette.

Examinons quelques résultats expérimentaux. Dans le cas de la figure 41, nous avons fixé $n = 6$, et nous avons relevé la réponse du système à diverses perturbations (écart de la consigne, échelon de pression).

Pour cette expérience, la base de temps du système est de 30 secondes. La valeur initiale du débit (120 gts/mn) est volontairement très différente de la valeur affichée (30 gts/mn). Après les deux minutes, pendant lesquelles la régulation est bloquée, nous avons une brusque chute du débit due à une fermeture énergétique de la pince. En cinq minutes le débit est tombé à 20 gts/mn. Nous avons maintenant un débit trop faible, et le système commande l'ouverture. Le débit remonte jusqu'à atteindre 45 gts/mn, puis il redescend à 30 gts/mn et s'y stabilise. Le flacon se vide, la pression hydrostatique diminue et le débit décroît lentement. A $t = 19$ mn, nous avons une ouverture pour compenser cette baisse de pression.

At = 33 mn, nous changeons l'affichage de 30 gts/mn, nous passons à un débit de 160 gts/mn. En trois minutes (6 périodes d'horloge), le débit atteint et dépasse la valeur affichée. Cette valeur finale n'est atteinte qu'après plus de dix minutes d'oscillations. At = 55 mn, nous avons un rattrapage.



A l'instant $t = 62$ mn, nous créons une perturbation par élévation de la pression. Cette augmentation se traduit immédiatement par une accélération du débit (jusqu'à 200 gts). La valeur affichée n'est atteinte qu'après 13 minutes d'oscillations.

Les oscillations sont une manifestation d'un gain trop important. Nous avons diminué ce gain en ne commandant le moteur que toutes les 12 impulsions d'horloge ($n = 12$). Dans ce cas, nous avons relevé la courbe figure 42-1.

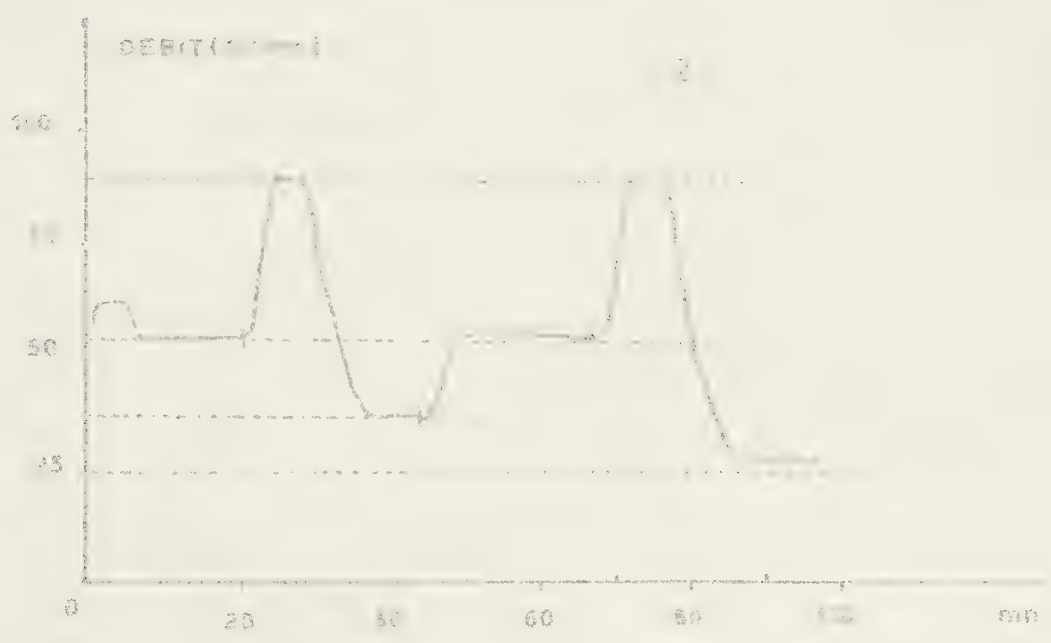
Pour ce relevé, l'appareil est commuté sur la position 1 mn et le débit affiché est 50 gts/mn. Pendant les deux premières minutes, le débit est de 90 gts/mn. Puis en 7 minutes, il atteint une valeur voisine de la valeur affichée. Après quelques soubresauts (5 à 6 gts), le débit se stabilise à 50 gts. A $t = 87$ mn, nous perturbons l'écoulement par un échelon de pression négative en abaissant le flacon. Le débit chute à 30 gts, puis reprend sa valeur 5 minutes après la perturbation.

Puisque dans cet essai nous n'avons pas d'oscillation et que le temps de réponse n'est pas prohibitif, nous avons mené une autre série d'essai à savoir donner des échelons d'affichage (figure 42-2).

Après un départ maintenant classique, nous avons une stabilisation à 55 gts/mn (valeur affichée). A $t = 20$ mn (repère vertical), nous modifions l'affichage (90 gts/mn). En 4 minutes la valeur est atteinte après un léger dépassement. A $t = 25$ mn, nouvelle modification de l'affichage de 90 gts/mn, nous passons à 30 gts/mn. En 7 minutes, la nouvelle valeur est atteinte sans oscillation.

Trois autres échelons d'affichage sont ensuite réalisés à $t = 44$ mn (30 à 50), à $t = 67$ (50 à 90), à $t = 76$ mn (90 à 25). Dans ces trois cas, nous avons eu des temps de réponse relativement courts, par rapport à la durée d'une perfusion, et des traces nettes d'oscillation.

C'est avec ce réglage que nous sommes allés au Centre de Transfusion Sanguine de Nancy, où le Professeur Agrégé F. STREIFF et le Docteur GENETET ont bien voulu nous accueillir, pour expérimenter l'appareil "in vivo".



c) Essais cliniques

Le premier essai que nous avons effectué, a été le contrôle d'une transfusion (figure 43-1).

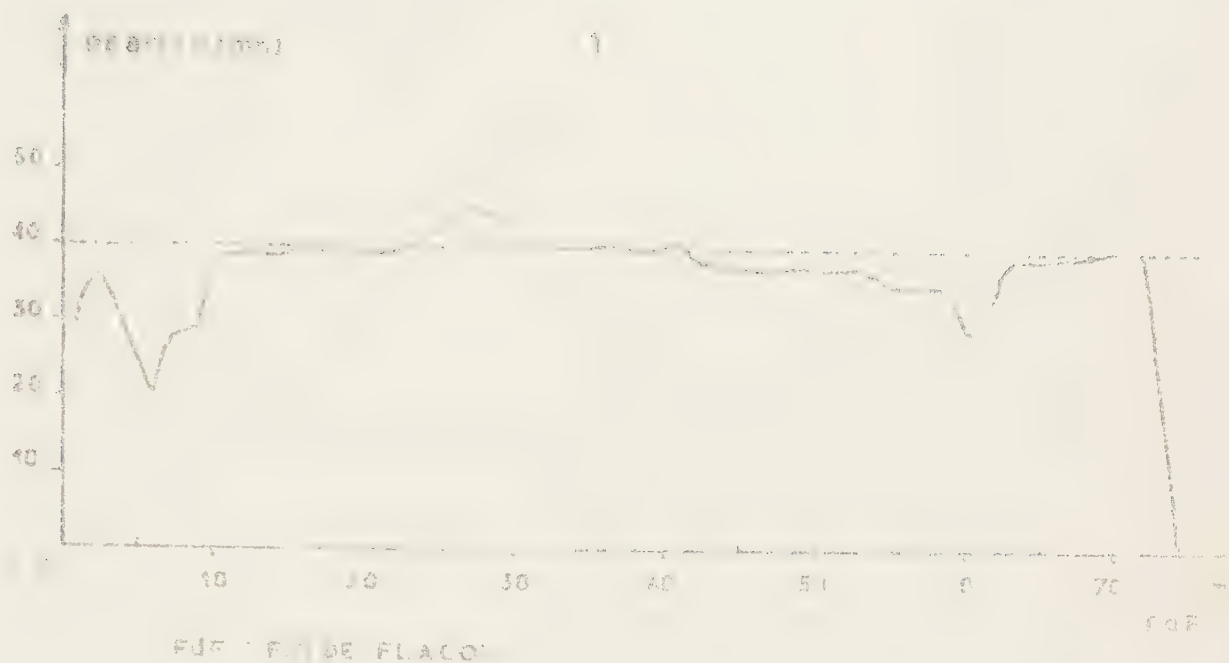
Après une période d'accoutumance du patient de 10 minutes, le débit s'est stabilisé à 40 gts/mn, valeur affichée. A $t = 25$, une période de gaité du malade entraîne une augmentation du débit, cette variation contrée par la régulation n'excède pas 6 gts/mn et dure 5 minutes. De $t = 40$ avec un minimum à $t = 60$ jusqu'à la fin de notre essai pour $t = 74$ mn, le malade est contracté. Nous avons une diminution du débit qui se maintient à 38 gts/mn, puis une chute jusqu'à 30. Pendant seulement 4 minutes, le débit est inférieur à 35 gts.

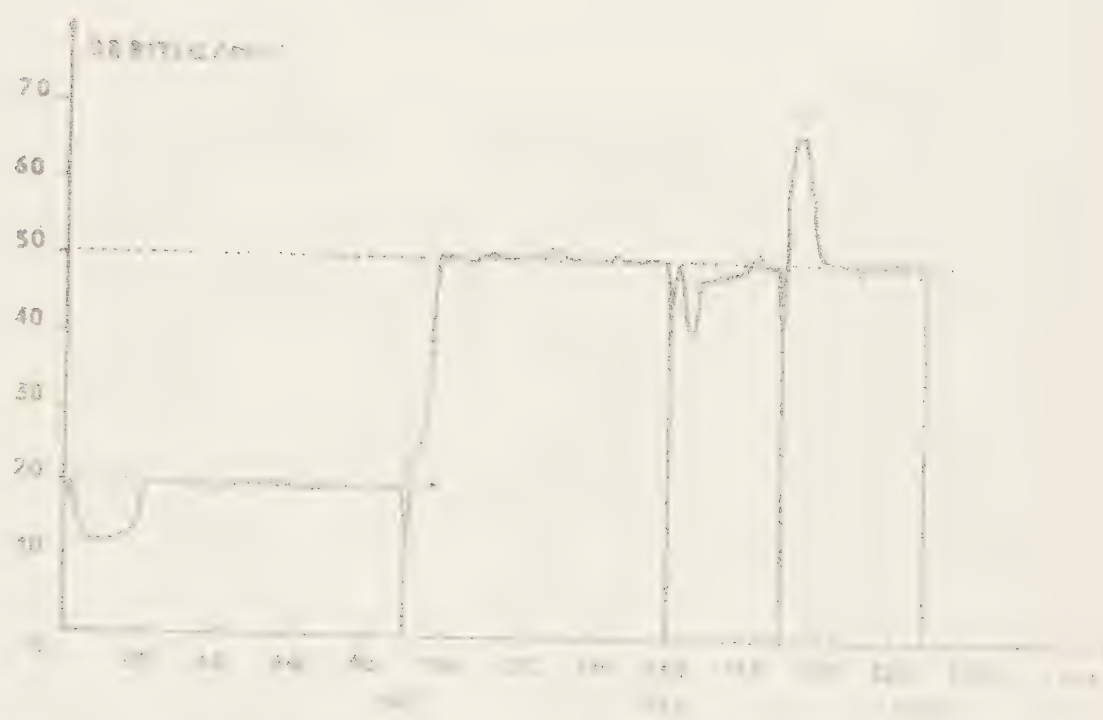
Le deuxième essai (figure 43-2) est aussi le contrôle d'une transfusion. Après seulement 5 minutes, le débit est stabilisé à 40 gts/mn (valeur affichée), puis à $t = 22$ mn, nous modifions l'affichage : de 40 gouttes /mn, nous passons à 35 gouttes/mn puis 5 minutes plus tard, nouvelle modification, l'affichage est réglé à 30 gouttes/mn. A partir de cet instant jusqu'à la fin du flacon, le débit est maintenu au voisinage de la valeur imposée.

Le troisième essai (figure 44) est de plus longue durée, et il porte sur la régulation à bas débit d'une solution physiologique, puis d'une transfusion (deux flacons).

Pour la régulation à faible débit (20 gts/mn) nous avons commuté la base de temps de 2 mn et nous avons affiché 40.

Après une période de 20 minutes où la régulation cherche à vaincre l'anxiété du malade, le débit atteint la valeur affichée et s'y maintient jusqu'à la fin. A $t = 20$ mn, le liquide physiologique est remplacé par du sang. Moins de deux minutes suffisent au changement de flacon. Le débit imposé est alors de 50 gts. Nous changeons de gamme notre appareil. Après deux minutes à 25 gts (la régulation est mise en attente), le débit augmente et oscille entre 50 et 53 gts pour toute la durée du flacon. A $t = 160$ mn, nous avons à nouveau changement de flacon. Là encore moins de deux minutes suffisent. Après dix minutes d'hésitations, le débit atteint la valeur affichée et y reste, puis à $t = 190$ mn, un brusque mouvement du malade fais sortir l'ampoule de dégazage





0.001V/600

du dispositif de détection. Aucune goutte n'est détectée, le débit mesuré tombe et l'alarme est actionnée (pendant cet incident, le circuit d'injection n'a pas été interrompu). Entre l'instant où l'alarme a retenti et l'instant où nous avons rétabli la détection, le système de régulation a ouvert la pince, ce qui explique la montée jusqu'à 68 gts/mn. Six minutes après l'incident, sans aucune action manuelle, le débit est à nouveau très voisin de la valeur affichée 50, et ceci jusqu'à la fin du flacon.

V - CONCLUSION

Notre travail consistait à étudier puis à réaliser un appareillage contrôlant et régulant le débit des perfusions et des transfusions.

L'appareil que nous venons de décrire a donné satisfaction aux médecins et aux infirmières qui l'ont utilisé. Signalons que ce dispositif met en confiance les patients, car ils se sentent assurés que toutes les anomalies jugées nécessaires seront signalées et compensées. Une sortie numérique codée BCD pourrait être ajoutée, pour utiliser un ordinateur de contrôle dans un centre hospitalier.

Toujours dans le domaine médical, cet appareil trouve une autre application, le contrôle du débit de sondes urétérales, où il donne également satisfaction. En effet, il compte les gouttes par unité de temps, et compare le nombre obtenu aux valeurs souhaitées. Ceci ne nécessite que l'adjonction d'une ampoule (pour que le débit continu se transforme en gouttes) aux sondes couramment utilisées.

Dans l'industrie, ce dispositif de régulation pourrait être utilisé pour mélanger des liquides s'écoulant de façon continue ou non.

VI - BIBLIOGRAPHIE

- [1] Ingénieurs de la Texas
Calcul des circuits à transistors p. 441
- [2] SESCO
Semiconducteurs 67 p. 603
- [3] R. GUILLIEN
Electronique Tome III, Editions P.U.F., p. 235 (1965)
- [4] Texas.
Manuel d'applications des circuits intégrés digitaux TTL p; 14-15, 1e éd.
- [5] P. DONAT.
Rapport d'essais de composants, Avril 1967. Crouzet.
- [6] Texas.
Semiconductors and Components 1968.
- [7] SESCO
Manuel d'applications des semiconducteurs. Juin 66, p. 336.
- [8] J.P. OEHMICHEN
Dispositifs à haute impédance, Onde Électrique n° 480-481, mars avril 1967,
p. 481.
- [10] Télémédecine Février 1971, N° 226, p. 9 et 10.
- [11] J.P. OEHMICHEN
Circuits Électroniques à transistors, 1966, p. 68, Ed. Radio.
- [12] James F. TURNER
Digital Computer Analysis, p. 72 à 101, Ed. Merril.
- [13] General Electric
Transistor manual. Circuits, Applications, characteristics and Theory
7e édition, 1964, p. 227.
- [14] H. LILAN
Circuithèque d'électronique, Tome II, Editions Radio (1970) p. 35.

- /15/ A. DIOU
Thèse de Dr. Ingénieur, Nancy, 29.11.1971.
- /16/ K.H. EDWARDS
A sample digital to Analog Converter Electronic Engineering, March 1964.
- /17/ J. BASS
Cours de Mathématiques, Tome II, pages 735 à 762, Ed. Masson et Cie, 1964.
- /18/ H. LILEN
Principes et applications des circuits intégrés linéaires, Ed. Radio,
1968, pages. 288 et 333.
- /19/ General Electric
S.C.R. Manual, 4 th Edition, 1967, p. 168.
- /20/ SESCO
Manuel d'applications des circuits intégrés linéaires. Régulateurs de
tension, Tome 2, p. 17-18.

